SOMMAIRE

REALISATIONS

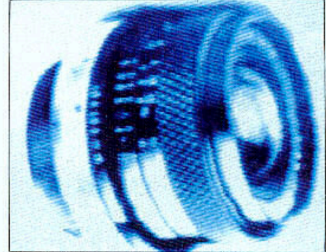
REALISATIONS « FLASH »

LE DOSSIER DU MOIS : LES MAGNETOCASSETTES

AU BANC D'ESSAIS

INITIATION

DOCUMENTATION - DIVERS



Un digitaliseur d'image, p. 146.

Alarme à fibre optique Flash, p. 123-125.



Les magnétocassettes, p. 33.



La cassette dans le magnétophone, p. 80.



La Funkausstellung de Berlin, p. 25.



LES SUPPORTS MAGNETIQUES

Devenus, au fil des ans, des produits de très grande consommation, les supports magnétiques n'ont pu connaître le prodigieux développement que l'on sait que grâce, tout d'abord, à leur conditionnement sous forme de cassettes, audio et vidéo.
Lequel a eu pour mérite évident de simplifier à l'extrême le maniement des bandes magnétiques. Ce qui était loin d'être le cas lors de l'époque « héroïque » – au demeurant encore toute proche – où l'on ne connaissait que les appareils à bobines.
Mais si la facilité d'utilisation des cassettes audio ou vidéo a joué un rôle prépondérant dans le développement de l'enregistrement magnétique, sous toutes ses formes, on ne doit pas pour autant sous-estimer l'importance qu'a pu revêtir l'amélioration constante des performances présentées par les bandes magnétiques. Performances qui, aujourd'hui, dans le cas des matériels grand public, permettent à ces derniers d'égaler les possibilités des matériels professionnels. Notamment avec le DAT, pour l'audio, et avec le S-VHS et le Hi-8 pour la vidéo.

1 QUELLES SONT LES PRINCIPALES AMELIORATIONS DONT ONT PROFITE LES CASSETTES AUDIO ?

Depuis 1963, date de l'apparition des premiers magnétophones à cassettes, les choses ont beaucoup changé en ce qui concerne les bandes magnétiques.
Réalisées initialement à partir d'oxydes de fer classiques, les bandes magnétiques de l'époque présentaient des caractéristiques magnétiques peu poussées.
En fait, il fallut attendre 1969 pour voir apparaître les premiers modèles de bandes à « haute énergie », caractérisés par une bande passante plus étendue et un rapport signal/bruit amélioré, ces résultats étant obtenus grâce à l'élaboration de particules d'oxydes présentant une coercitivité et une rémanence supérieures.
Dès 1970, toutefois, un grand bond en avant en matière de bandes à « haute énergie » était fait avec l'élaboration des cassettes au bioxyde de chrome, nécessitant, à la fois, un courant de magnétisation plus élevé que celui des bandes à l'oxyde de fer et une constante de temps d'égalisation différente (70 μs au lieu de 120 μs).
Elaborée en 1973, la technique des bandes magnétiques à double couche (oxyde de fer + bioxyde de chrome), plus connues sous le nom de ferri-chrome, constituera une autre étape, qui devait être suivie, en 1974, par celle de l'apparition des bandes aux oxydes de fer, d'abord dopées au cobalt (mais instables dans le temps), puis soumises à l'action d'ions de cobalt, pendant la phase de couchage. Une formule qui donna satisfaction et fit école, avec diverses variantes, chez tous les fabricants.
Un an plus tard (1975), c'était au tour des bandes au « fer pur », désignées par la vocable « métal », de faire leur appa-

rition. Bandes très performantes, mais exigeant des courants de prémagnétisation et d'enregistrement sensiblement plus élevés que ceux des bandes au bioxyde de chrome, et réclamant, de ce fait, des magnétophones spécialement conçus à cet effet.

Enfin, en 1979 apparaissaient les premiers échantillons de bandes magnétiques dites « à évaporation », uniquement prévues pour les microcassettes utilisées par certains magnétophones de dictée.

Des bandes extrêmement performantes du fait de l'absence de tout liant, et que l'on voit aujourd'hui réapparaître en vue de leur emploi sur les camescopes et magnétoscopes du format Hi-8.

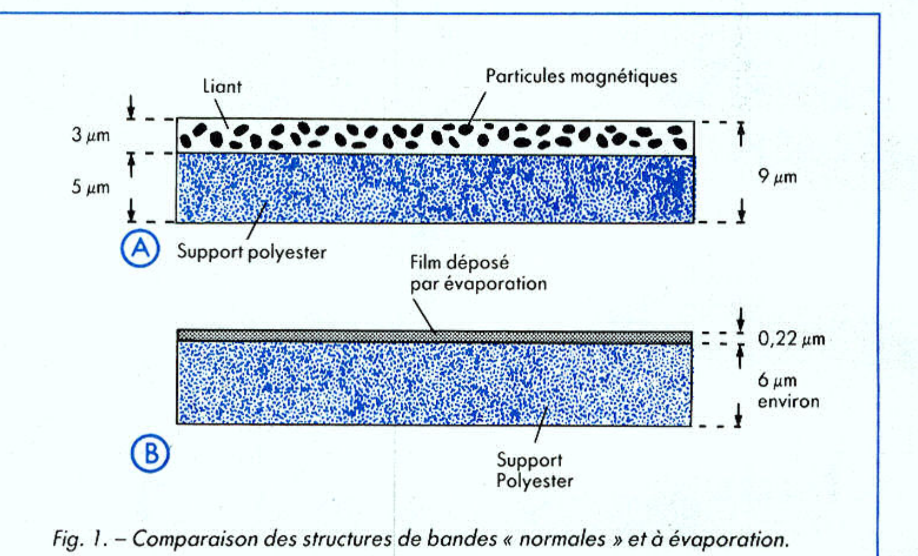


Fig. 1. – Comparaison des structures de bandes « normales » et à évaporation.

2 DE COMBIEN DE TYPES DE SUPPORTS MAGNETIQUES AUDIO DISPOSE-T-ON ACTUELLEMENT ?

En ce qui concerne les cassettes audio, et en se référant aux normes publiées par l'organisme officiel qu'est l'IEC (International Electrotechnical Commission), on dispose de quatre types de bandes distincts, définis en fonction de la nature de la couche magnétique :

- CEI, type I : oxydes de fer (Fe_2O_3) ;
- CEI, type II : bioxydes de chrome (CrO_2) ;
- CEI, type III : oxydes de fer + bioxydes de chrome (FeCr) ;
- CEI, type IV : fer pur (Me).

Bien que très intéressantes, car combinant les possibilités des bandes aux oxydes de fer (grande « admissibilité ») et des bandes aux bioxydes de chrome (réponse en fréquence étendue), les bandes de type III – dites à double couche – sont aujourd'hui absentes du marché.

Cela pour différentes raisons : d'une part, une plus grande complexité de fabrication, entraînant obligatoirement un prix de revient élevé ; d'autre part en raison du fait que les performances de ces bandes ont été progressivement rattrapées par celles des bandes à simple couche élaborées à partir des oxydes de fer.

Si bien que, de nos jours, trois variétés de bandes magnétiques sont effectivement commercialisées : celles de type I, de type II et de type IV. Avec un pourcentage très important pour les bandes de type I, englobant – il convient de le souligner – les variantes à « moyenne » et à « haute énergie » : les premières correspondant aux cassettes de qualité « standard », les secondes étant constituées par les cassettes de qualité « supérieure », approchant de très près les possibilités offertes par les bandes aux bioxydes de chrome.

Quant aux bandes de type IV – ou bandes « métal » – faites de particules de fer pur – et malgré leurs très remarquables performances –, elles ne représentent qu'une très faible quote-part du marché ; leur prix (fort élevé), de même que la nécessité de disposer de magnétophones parfaitement adaptés à leurs caractéristiques magnétiques – indispensables pour en tirer toute la quintessence – étant responsables de leur faible diffusion au niveau du grand public.

3 SUR QUELS CRITERES JUGE-T-ON LES QUALITES INTRINSEQUES D'UNE BANDE MAGNETIQUE ?

Si l'on fait abstraction des propriétés mécaniques du support en polyester – donnant depuis longtemps toute satisfaction pour ce qui est de la résistance à la rupture ou de l'allongement à la traction (résolu par le préétirage) – il apparaît que

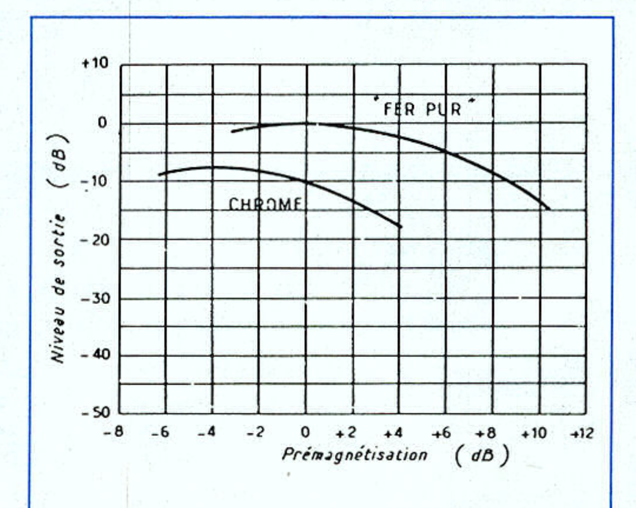


Fig. 2. – Niveaux de sortie maximal (MOL) en fonction de la prémagnétisation.



les qualités d'une bande magnétique se jugent principalement à partir de deux paramètres.

D'une part, la coercitivité – habituellement exprimée en œrsteds (Œ) –, d'autre part, la rémanence – généralement précisée en gauss (G).

Pour fixer les idées, disons que la coercitivité peut se définir comme étant la quantité d'énergie requise pour communiquer à une bande magnétique une aimantation adéquate. La rémanence, quant à elle, n'est autre que l'aptitude d'une bande magnétique à conserver l'aimantation qui lui a été conférée : c'est, en d'autres termes, ce que l'on appelle la « mémoire » de celle-ci.

Bien évidemment, ces deux paramètres ne sont pas les seuls qui entrent en ligne de compte. C'est ainsi qu'il y a lieu de se montrer attentif au taux de « Drop-out » (pertes instantanées de niveau), qui doit être aussi faible que possible.

De même, le niveau maximal des signaux de sortie, ou « MOL » (Maximum Output Level), la finesse des particules constitutives de l'enduit – éléments dont dépend en fait le rapport signal/bruit – sont également à prendre en considération.

Tout comme la qualité d'exécution de l'enduction et du calandrage, qui jouent un rôle très important au niveau de l'état de surface de la bande magnétique. Lequel, rappelons-le, (influence directement le bruit résiduel venant se superposer aux enregistrements effectués.

Fort heureusement, ces divers paramètres étant tous très bien maîtrisés par les différents constructeurs, il n'y a, en fait, pratiquement qu'à se soucier de la rémanence et de la coercitivité des bandes magnétiques proposées.

Eléments qui sont en rapport direct avec le type de bande considéré, et dont les valeurs moyennes – pour des bandes de qualité – se situent classiquement aux environs de 350 œrsteds/1 300 gauss pour les bandes de type I ; 650 œrsteds/1 700 gauss pour les bandes de type II ; 1 000 œrsteds/3 500 gauss pour les bandes de type IV. Des chiffres dont il y a lieu de tenir compte au moment du choix.

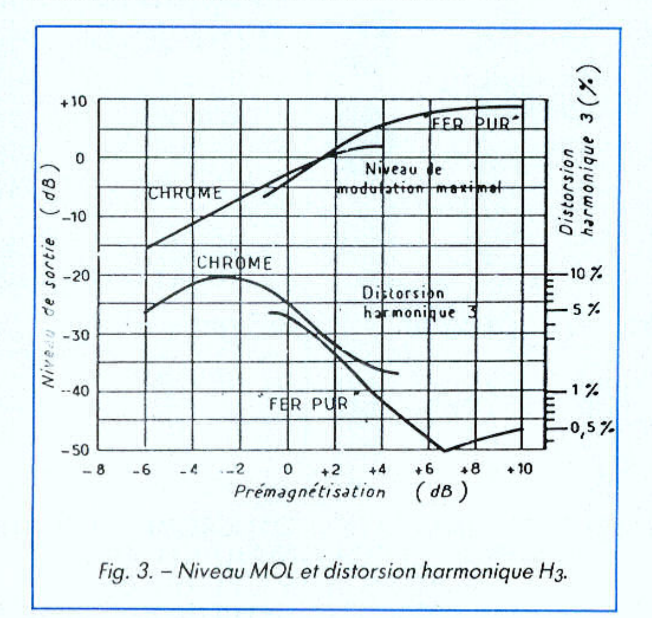


Fig. 3. – Niveau MOL et distorsion harmonique H_3.

4 A QUELLES REALITES CORRESPONDENT LES INSCRIPTIONS TELLES QUE « BIAS Fe, Cr, Me » OU « 120 µs EQ », ET « 70 µs EQ » FIGURANT SUR LES BOITIERS DE LA PLUPART DES CASSETTES

Depuis que la normalisation a clairement défini les différents types de bandes magnétiques utilisées dans les cassettes audio, les constructeurs ont pris l'excellente habitude de faire figurer sur les boîtiers de ces dernières un certain nombre d'indications.

Indépendamment de la mention précisant la nature de l'enduit magnétique déposé sur le support (CEI, type I, type II ou type III), les fabricants précisent désormais la nature des réglages.

Ceux-ci, rappelons-le, sont de deux sortes : ils concernent tout d'abord la valeur du courant de prémagnétisation – ou « BIAS » –, qui doit, bien évidemment, être ajusté en fonction des caractéristiques de l'enduit magnétique, les courants HF nécessités n'étant pas les mêmes selon qu'il s'agit de bandes « normales » (type I), à « haute énergie » (type II) ou « métal » (type IV). D'où les diverses mentions « BIAS Fe », « BIAS Cr » ou « BIAS Me », selon qu'il s'agit de bandes aux oxydes de fer (Fe), aux bioxydes de chrome (Cr), ou composées de particules de métal pur (Me).

Quelquefois ces appellations sont remplacées par les indications correspondantes ci-après : « Normal Position », « High Position » et « Metal Position », attirant l'attention des utilisateurs sur la nécessité d'opérer les réglages correspondants sur leurs magnétocassettes.

Sur certains appareils, celle-ci est parfois réalisée de façon automatique grâce à la présence des fenêtres d'identification des bandes au chrome et des bandes « métal » prévues à l'arrière des boîtiers de cassettes.

Le second type de réglage requis pour une utilisation optimale des bandes magnétiques porte sur ce que l'on appelle l'égalisation (EQ), c'est-à-dire les corrections apportées au niveau des différentes fréquences du spectre audio.

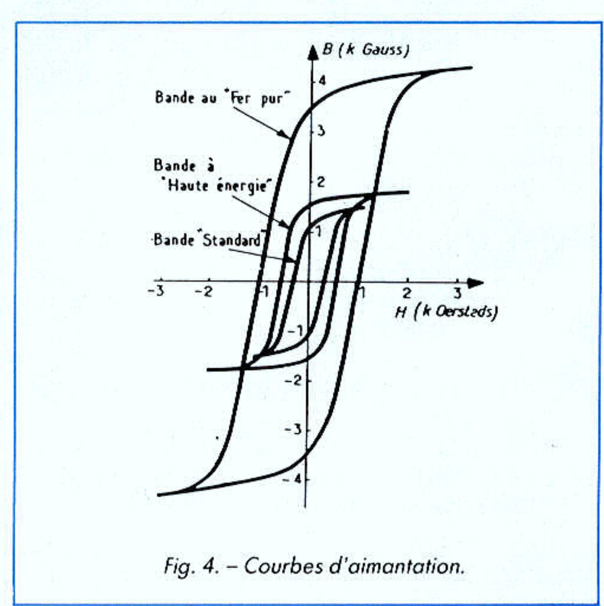


Fig. 4. – Courbes d'aimantation.

Différentes selon qu'il s'agit de bandes à moyenne ou à haute énergie, ces corrections sont caractérisées par une constante de temps de 120 µs dans le premier cas, et de 70 µs dans le second cas, ce dernier réglage convenant également pour les bandes « métal ».



5 QUELLES SONT LES PRINCIPALES CARACTERISTIQUES DES CASSETTES ET DES BANDES MAGNETIQUES PREVUES POUR LE DAT ?

Elaborées selon les techniques développées pour les cassettes vidéo, les cassettes DAT reprennent à leur compte la conception mécanique de ces dernières. Notamment pour la protection de la bande magnétique assurée à la fois par un volet basculant et un cache coulissant.

De faibles dimensions – 10,5 × 54 × 73 mm (H × P × L) –, ces cassettes sont chargées avec une bande magnétique de 3,81 mm de large, dont l'épaisseur totale est de 16 µm (dont 3 µm pour la couche magnétique).

Du type à haute énergie, ces cassettes font appel, pour le matériau magnétique, soit à des particules d'oxydes de fer/cobalt – comme le S-VHS –, soit à des particules de fer pur, à l'exemple du Vidéo-8. Dans le premier cas, la coercitivité est d'environ 900 œrsteds, alors qu'elle atteint 1 400 œrsteds dans le second cas, les rémanences correspondantes étant respectivement de 1 700 gauss et de 2 500 gauss.

La différence fondamentale par rapport aux cassettes audio classiques est due au fait que l'analyse de la bande des cassettes DAT s'effectue de la même manière que dans les camescopes et magnétoscopes.

En effet, l'exploration de la bande magnétique est réalisée au moyen de têtes rotatives disposées sur un tambour où la bande est enroulée sur 90°. Tournant à grande vitesse (2 000 tr/mn, ce qui correspond à une vitesse relative d'écriture de 3,13 m/s), ces têtes sont en mesure d'inscrire – et de lire – sans difficulté les signaux correspondant aux fréquences d'échantillonnage du DAT.

De même que sur les magnétoscopes, l'action combinée du défilement linéaire de la bande magnétique et de la rotation des têtes tournantes se traduit par des pistes inclinées au niveau de la bande magnétique. Lesquelles comportent, en outre, un certain nombre de données, et notamment des signaux de tracking, indispensables pour assurer le suivi des pistes au stade de la lecture.

6 EN CE QUI CONCERNE LES CASSETTES VIDEO, EN COMBIEN DE CATEGORIES PEUT-ON LES RANGER ?

Pour le moment, il n'existe pas encore de classification officielle pour les cassettes vidéo. Néanmoins, si l'on tient compte de leurs caractéristiques magnétiques, il est possible, d'une part, d'opérer une distinction entre les modèles à « moyenne énergie » et à « haute énergie » ; d'autre part de ranger ces dernières en plusieurs catégories, six au total.

Premières à être évoquées, les cassettes « moyenne énergie » ou « standard » sont destinées à ce qu'il est convenu d'appeler un usage général. Réalisées à partir d'oxydes de fer, elles s'adressent – vu leur prix attractif – aux grands consommateurs de bandes magnétiques.

Communément désignées par le vocable HG (High Grade), les cassettes à **« haute énergie »** sont actuellement les plus demandées et les plus répandues sur le marché, un raison notamment de leur très intéressant rapport qualité/prix. Elles font principalement appel à des oxydes « améliorés » par dopage ou ionisation.

Supérieures, au plan des performances, aux cassettes évoquées ci-dessus, les **cassettes HiFi** sont principalement caractérisées par une amélioration du rapport signal/bruit, ainsi que par un taux de « Drop-out » réduit.

Ces dernières affichent toutefois des caractéristiques magnétiques – rémanence et coercitivité – un peu inférieures aux **cassettes S-VHS,** les dernières à être apparues sur le marché, et spécialement élaborées pour l'enregistrement des signaux vidéo en composantes séparées.

Rangées dans une catégorie à part, les **cassettes « Pro »** se signalent plus particulièrement à l'attention par le conditionnement de la bande magnétique dans des boîtiers très élaborés. Lesquels sont notamment conçus pour protéger la bande des champs magnétiques parasites, ainsi que pour écouler les charges statiques néfastes.

Dernières à être évoquées, les **cassettes « métal »** – de même qu'en audio – constituent le *nec plus ultra* en la matière. Essentiellement destinées aux appareils du format Vidéo-8, ce sont également celles qui possèdent les caractéristiques magnétiques les plus poussées.

Seules les **cassettes « à évaporation »** prévues par le standard Vidéo-8 « High Band » – ou Hi-8 – parviendront en fait à les dépasser.

7 LA CLASSIFICATION DES DIVERSES CATEGORIES DE CASSETTES VIDEO REPOSE-T-ELLE UNIQUEMENT SUR L'APPRECIATION DE LA COERCITIVITE ET DE LA REMANENCE ?

Ces deux paramètres ne sont évidemment pas les seuls à permettre un classement qualitatif. Toutefois les valeurs énoncées sont en rapport étroit avec les performances générales.

A titre indicatif, précisons que les cassettes vidéo à « moyenne énergie » sont caractérisées par une coercitivité de l'ordre de 550 à 600 œrsteds et une rémanence comprise entre 1 250 et 1 300 gauss.

D'une façon générale, les cassettes « haute énergie » – qui englobent notamment les modèles « HiFi » et « Pro » – ont une

coercitivité comprise entre 650 et 750 œrsteds et une rémanence oscillant entre 1 450 et 1 550 gauss.
Pour les cassettes S-VHS, les valeurs mesurées sont quelque peu supérieures, car s'établissant en moyenne à 900 œrsteds pour la coercitivité et à 1 700 gauss environ pour la rémanence.
Des valeurs qui sont toutefois inférieures à celles caractérisant les cassettes « métal » du Vidéo-8 qui affichent une coercitivité de 1 500 œrsteds et une rémanence parvenant à 2 500 gauss.
Etant donné les différences, au demeurant minimes, séparant les différentes variantes de cassettes vidéo à « haute énergie », on a coutume de faire intervenir un paramètre mettant en cause la densité des particules magnétiques entrant dans la composition de l'enduit.
Plusieurs procédés d'estimation sont concurremment utilisés à cet effet. Nous n'évoquerons que le plus connu d'entre eux, qui repose sur l'appréciation du nombre d'unités de surface qu'il est possible de couvrir avec un gramme de particules magnétiques (m^2/g).
Semblable méthode d'évaluation de la densité des particules est désignée sous le nom de BET, tiré des initiales des trois scientifiques, **Branauer, Emet** et **Teller,** l'ayant mise au point.
D'une précision tout à fait satisfaisante, elle permet d'établir la hiérarchie des différents types de bandes magnétiques.
C'est ainsi que les bandes à « moyenne énergie » présentent un BET de 25 m^2/g, que les bandes « HG » sont normalement caractérisées par un BET de 30 m^2/g, les modèles « SHG » étant catalogués à 35 m^2/g et les bandes « EXG », « EHG », « XHG » et « HGX » affichant 40 m^2/g.
Les résultats sont encore meilleurs avec les cassettes vidéo « HiFi » (45 m^2/g), et, bien entendu, S-VHS et « Pro » dont les BET sont similaires : 50 m^2/g. La palme revient toutefois – et il fallait s'y attendre – aux cassettes « métal » du Vidéo-8 dont la densité BET parvient à l'excellente valeur de 55 m^2/g.



8 AYANT SENSIBLEMENT EVOLUE DEPUIS SES ORIGINES, LE FORMAT VHS EST-IL TOUJOURS TOTALEMENT COMPATIBLE ENTRE SES DIFFERENTES VERSIONS ?

Aujourd'hui, lorsque l'on passe en revue les diverses appellations dont se trouve gratifié le VHS, on peut effectivement se poser la question.
C'est ainsi que, chronologiquement, on a vu apparaître le VHS-C utilisant la vidéocassette compacte, puis le VHS-LP (« Long Play »), suivi par le VHS-HiFi, précédant de peu le VHS-HQ (High Quality), et, tout dernièrement, le S-VHS, ou « Super-VHS ».
S'il ne fait aucun doute que lors de sa première mutation (VHS-C), le VHS, dans l'esprit de ses concepteurs, devait demeurer totalement compatible quant à l'emploi des vidéocassettes, il faut bien reconnaître que, par la suite, la chose s'est trouvée quelque peu modifiée.
D'abord avec les appareils bivitesse (SP et LP) sur lesquels les enregistrements effectués en mode LP ne pouvaient être correctement relus sur les appareils monovitesse (SP). Ensuite, et dans une moindre mesure, avec les appareils HiFi dont les enregistrements audio stéréophoniques ne peuvent être lus sur les appareils « standard », l'exploitation du message sonore original ne pouvant s'effectuer que grâce à la piste audio linéaire.
Pour le VHS-HQ, toutefois, pas de problème en ce qui concerne l'image bénéficiaire d'une amélioration réelle. Mais où les choses se compliquent sérieusement avec la généralisation des camescopes. D'abord à cause de la présence systématique de deux vitesses de défilement que seuls comportent quelques rarissimes magnétoscopes de salon.
Puis avec l'apparition, sur le territoire national, d'un certain nombre de camescopes – les plus récents – prévus pour le standard de télévision PAL, et non pour le SECAM : d'où incompatibilité au niveau des images en couleurs, dès lors que l'on ne dispose que d'un téléviseur SECAM, et, à plus forte raison, d'un magnétoscope de salon ou même standard.
Dernier en date, le S-VHS n'échappe pas à ces diverses incompatibilités, du moins dans le sens S-VHS-VHS, les derniers nommés ne pouvant en aucune manière restituer les enregistrements effectués en S-VHS – et qui plus est, en PAL – alors que l'inverse est possible. En effet, un appareil S-VHS peut exploiter sans aucune difficulté des enregistrements effectués en VHS.



9 LES MEMES PROBLEMES QUE CEUX EVOQUES A PROPOS DU VHS ET DU S-VHS SE RETROUVERONT-ILS EN CE QUI CONCERNE LA COMPATIBILITE VIDEO-8/HI-8 ?

Pour le Vidéo-8 les incompatibilités d'emploi résultant de l'existence de matériels comportant deux vitesses de défilement (LP et SP) ne sont évidemment pas de mise, puisque tous les appareils (camescopes ou magnétoscopes) disposent de la sélection automatique de la vitesse de lecture, déterminée lors de l'enregistrement.
En ce qui concerne le standard de télévision couleurs, pas de problème non plus puisque tous les appareils diffusés sur le territoire national sont au standard PAL. En revanche, ce dernier nécessite – comme dans le cas des camescopes VHS travaillant en PAL – que l'on ait à sa disposition un téléviseur Pal-Secam. Ou encore, que l'on fasse usage d'un transcodeur Pal/Secam : cas de l'utilisation d'une liaison PERI avec un téléviseur Secam.
En ce qui concerne maintenant la compatibilité Vidéo-8/Hi 8, il est bien certain que l'on se trouve placé face aux mêmes limitations que celles évoquées à propos des formats S-VHS et VHS.
Dans ce cas, en effet, la totale compatibilité ne sera assurée que dans le sens Vidéo-8-Hi 8, les mêmes impossibilités de lecture se posant dans le sens Hi 8-Vidéo-8.
Ce ne sont du reste pas les seules limitations imposées par le Vidéo-8. N'oublions pas, en effet, qu'il existe certains appareils disposant, en plus de l'enregistrement audio en FM, des techniques d'enregistrement sonore en PCM. En pareille hypothèse, on se retrouve placé dans la même situation qu'avec le VHS-HiFi. A noter d'ailleurs que cette remarque vaut également pour certains camescopes récents permettant de réaliser des enregistrements audio stéréophoniques, mais en FM et non pas sur les pistes réservées aux signaux PCM.

10 PEUT-ON ESPERER UNE BONNE CONSERVATION DANS LE TEMPS DES ENREGISTREMENTS MAGNETIQUES, ET A QUELLES CONDITIONS ?

L'expérience prouve – contrairement à certaines idées faussement répandues – que les enregistrements magnétiques, audio ou vidéo, se conservent remarquablement bien dans le temps. Avec, bien entendu, leurs qualités intrinsèques d'origine.
Aujourd'hui, en effet, les enregistrements audio effectués voilà une quarantaine d'années, de même que les enregistrements vidéo, réalisés il y a trente ans, n'ont pris aucune ride.
En conséquence, il est possible de conclure que les enregistrements audio et vidéo ne sont pratiquement pas affectés par un « vieillissement » précoce. Qui plus est, dans le cas des enregistrements vidéo couleurs sur cassettes VCR – qui remontent à 1973 – on a pu constater que ceux-ci n'avaient nullement été affectés par le temps, contrairement aux films de cinéma et aux diapositives datant de la même époque et dont les couleurs avaient été quelque peu « pastellisées ».
Toutefois, pour mettre toutes les chances de son côté et atteindre sans difficulté une telle longévité, il est recommandé de prendre certaines précautions. Et éviter notamment de stocker les bandes magnétiques dans une température et une humidité ambiantes excessives.
De même, mieux vaut éviter de faire voisiner ces derniers avec des sources de rayonnements parasites, magnétiques, variables : transformateurs, moteurs électriques, survolteurs-dévolteurs, etc.
Dans un autre ordre d'idées, des températures de stockage excessives peuvent avoir une incidence fâcheuse sur les enregistrements magnétiques. Non pas tellement au niveau de la bande elle-même, mais bien davantage par rapport au boîtier des cassettes. Lequel peut être amené à se déformer et gêner ultérieurement le bon déroulement de la bande magnétique.
Conclusions pratiques : pour ménager la « mémoire » de la bande magnétique, il faut impérativement soustraire cette dernière aux températures excessives, de même qu'à une humidité anormale (risque de « collage » des spires) et aux champs magnétiques parasites. Moyennant quoi, d'ici à une ou deux générations – et sans doute plus –, nos descendants retrouveront intacts les enregistrements d'aujourd'hui.

C. D.

EN MARGE DES TESTS...

LA CASSETTE DANS LE MAGNETOPHONE

L'enregistrement magnétique est un processus complexe qui met en œuvre des techniques de correction, de prémagnétisation, ou si vous préférez de polarisation. Tout d'abord, vous avez trois types de cassette, les types I, II et IV. Le premier type, le I, est le plus répandu, c'est le type d'origine à oxyde de fer. Un oxyde qui n'est pas toujours le même : on cherche à le modifier pour bénéficier de performances d'un plus haut niveau. Le type II, c'est la famille du chrome, même si pas mal de cassettes aujourd'hui ne contiennent pas la moindre particule de ce métal. Le type IV, c'est la cassette métal, une cassette performante mais chère, fortement concurrencée aujourd'hui par les types II et même I, associés aux extenseurs de dynamique HX Pro et au réducteur de bruit Dolby C. Un type qui n'occupe qu'une place restreinte sur le marché de la cassette et que nous n'avons pas représenté dans notre test. Priorité aux best sellers...

Une cassette doit s'adapter au magnétophone. Pour cela, elle dispose, sur sa face arrière, d'encoches. Ces encoches vont positionner des palpeurs qui commuteront les paramètres d'enregistrement et de lecture : égalisation et intensité de l'effacement et de la prémagnétisation.

Si le magnétophone est bien réglé, si la cassette est parfaitement adaptée au magnétophone, la courbe de réponse en fréquence sera parfaitement rectiligne. Une mauvaise égalisation entraîne une déviation de linéarité, une prémagnétisation erronée une augmentation ou une diminution du niveau de l'aigu ; une prémagnétisation trop forte réduit la sensibilité dans l'aigu. Par ailleurs, comme les bandes magnétiques n'ont pas toutes la même sensibilité, pour un niveau d'enregistrement donné, un 0 au crêtemètre, on n'aura pas obligatoirement le même niveau de sortie.

Tout cela, c'est sans compter sur le réducteur de bruit Dolby. Bien sûr, il réduit le bruit de fond, mais il change aussi, si la machine n'est pas bien réglée, le comportement du magnétophone. Le Dolby est un réducteur de bruit qui travaille en compression à l'enregistrement, et en expansion à la lecture. Aux forts niveaux, il ne joue pas ; en revanche, dès que l'on descend en niveau, il commence à intervenir. A l'enregistrement, on va remonter les niveaux les plus faibles ; à la lecture, on va les remettre à leur position d'origine ou, en tout cas, on va essayer de le faire.

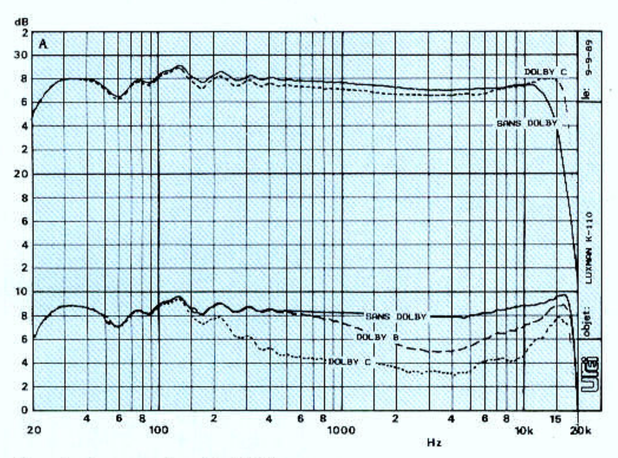
Prenons un exemple. Signal d'entrée – 10 dB, une référence ici arbitraire. La compression, donc la remontée des signaux, a lieu pour tous les signaux au-dessous de – 10 dB. En lecture, on va faire descendre tous les signaux au-dessous de – 10 dB afin qu'ils retrouvent le niveau d'origine. Un problème se pose si la sensibilité de la bande est différente. Si la sensibilité est trop haute de 2 dB, notre signal enregistré à – 10 dB se retrouvera à – 8 dB. Comme l'expansion se fait au-dessous de – 10 dB, il n'y aura pas expansion. D'où une erreur. La linéarité de la réponse en fréquence peut être assimilée à une variation de la sensibilité le long du spectre. En effet, une remontée correspond à une sensibilité excessive, une atténuation à une perte de sensibilité. Avec l'expansion, nous aurons une accentuation des irrégularités de la courbe de réponse en fréquence. Une chance avec les Dolby : que la compression/expansion soit sélective, c'est-à-dire qu'elle n'intervienne pas aux fréquences basses, ce qui évite d'augmenter les ondulations toujours présentes dans le bas de la courbe de réponse en fréquence, là où la longueur d'onde avoisine les dimensions de la tête.

DES FAITS

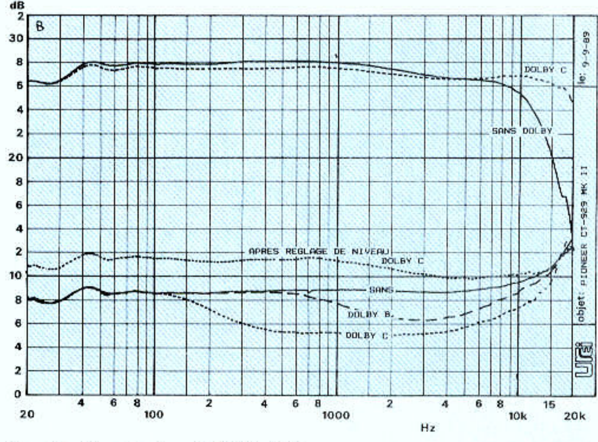
Nous avons pris quelques-uns de nos magnétocassettes et avons utilisé une cassette dont la sensibilité est inférieure de 2 dB à la sensibilité de la cassette CEI de type II.

La première courbe de réponse est celle du Luxman K 110. Comme le Dolby n'intervient pas comme compresseur/expanseur aux forts niveaux, la linéarité est normale, le Dolby C limite la saturation dans l'aigu. Par contre, à – 20 dB, nous avons une bonne linéarité sans Dolby ; avec le B, la courbe descend au-dessus de 400 Hz ; avec le C à partir de 150 Hz. Comme nous avons une remontée de la courbe sans Dolby, nous constatons que la remontée est amplifiée lorsque le Dolby est en service.

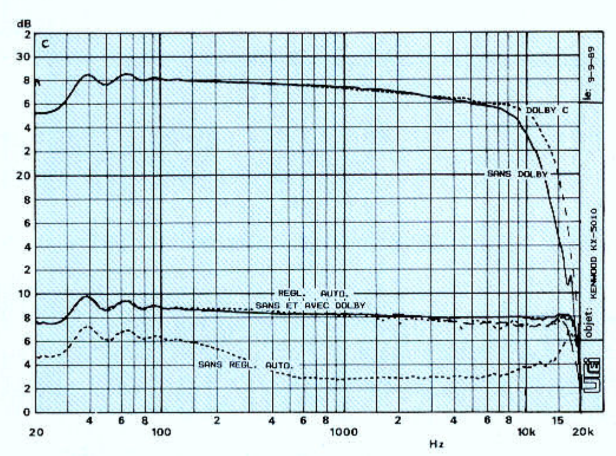
Le second exemple est relevé sur le Pioneer, à fort niveau, le Dolby C augmente de façon très sensible la bande passante. Sans réducteur de bruit, on constate que la réponse est linéaire du grave au médium avec une remontée dans l'aigu amorcée à 6 kHz. Comme la sensibilité de la bande est inférieure de 2 dB, nous constatons, comme dans



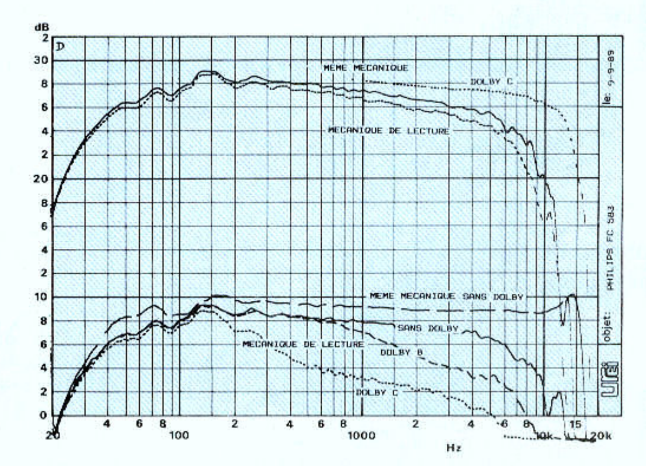
Courbe 1 : essai sur K-110 Luxman.



Courbe 2 : essai sur CT939-II Pioneer.



Courbe 3 : essai sur KX-5010 Kenwood.



Courbe 4 : essai sur FC 583 Philips.

le cas précédent, un creusement de la coube, avec une remontée accentuée. Dès que la courbe se situe à environ 2 dB au-dessus du niveau à 400 Hz, c'est-à-dire ici un peu au-dessus de 15 kHz, les trois courbes se rejoignent. Comme ce magnétophone dispose d'un réglage de niveau, nous l'avons fait intervenir, ce qui nous donne la courbe en pointillé pratiquement linéaire...

Exemple suivant : celui de Kenwood dont le magnétophone dispose d'un réglage automatique. Pas de commentaire pour les forts niveaux. En revanche, à – 20 dB, on se rend très bien compte de l'efficacité du réglage automatique qui conduit à trois courbes pratiquement confondues lorsque le système d'alignement automatique est utilisé. Par contre, si nous prenons le réglage standard, nous obtenons la courbe du bas, courbe très proche de celle relevée sur les autres appareils.

Le dernier exemple est celui du double magnétophone Philips. En haut, nous avons trois courbes, une avec lecture sur la même section que celle où nous avons enregistré la cassette, c'est la courbe qui nous donne la meilleure réponse en fréquence, avec le Dolby C. En bas, même opération mais avec influence du Dolby. Comme l'alignement n'est pas parfait, à cause d'un réglage d'azimut défectueux sur l'une des deux mécaniques, la réponse en fréquence présente une atténuation importante de l'aigu, accentuée par le Dolby qui profite en plus de la baisse de sensibilité...

CONCLUSIONS

La démonstration est faite : l'alignement entre le magnétophone et la cassette est une opération indispensable. Malheureusement, beaucoup de magnétophones équipés d'un Dolby ne permettent aucun réglage externe. Bien sûr, ce réglage existe, mais il est cantonné à l'intérieur du magnétophone. Il ne devra être manipulé que par des personnes averties, un réglage erroné risquant d'apporter plus de mal que de bien. Avant d'accuser votre Dolby, commencez donc par mettre en doute le réglage de votre magnétophone par rapport à la cassette que vous utilisez. Comme vous le constaterez, sur toutes les courbes de réponse relevées avec la cassette CEI de type II, les constructeurs ont plutôt tendance à régler leur magnétophone au bon niveau...

E. L.

PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

Un « bobinage »... sans bobine

LE « GYRATEUR »

Nous reprenons ce mois notre série « Initiation à l'électronique » et commençons par un sujet particulièrement mal connu, celui des gyrateurs. Il s'agit d'un montage particulier autour d'un amplificateur opérationnel, qui, pour insolite qu'il paraisse, reste une manière élégante et astucieuse pour réaliser activement une fonction « induction » aux performances étonnantes.

LA « BETE NOIRE » DE L'ELECTRONICIEN

L'auteur connaît de nombreux amateurs, de bon niveau, qui ont renoncé à la réalisation d'un ensemble parce que ce dernier comportait un bobinage, et on les comprend fort bien.

Ce composant est souvent fort décevant. Il est tout différent du « résisteur » (l'auteur aime ce néologisme, réservé à la désignation du composant à deux fils avec des anneaux de couleur, pour le distinguer de la résistance, qui est la propriété du composant, se mesurant en ohms). En effet, ce composant doué de résistance se comporte tout à fait comme le symbole « R » des schémas.

De même, un condensateur de bonne qualité (le brave « condo » de l'amateur) se comporte, lui aussi, à peu près comme doit le faire le composant « idéal ». Mais, s'il s'agit d'utiliser un composant doué de self-induction, autrement dit un bobinage (par pitié, ne confondez pas la propriété du composant, soit la self-induction, avec le composant lui-même, qui est un bobinage), tout se gâte.

D'abord, il faut souvent fabriquer ledit composant, et il n'est pas drôle d'enrouler des centaines de spires de fil. Ensuite, et surtout, le résultat est souvent très éloigné de ce que l'on espérait.

Entre ce que l'on vient de faire et l'élément désigné par « L » dans le schéma, il y a un écart... regrettable.

LES DEFAUTS DU BOBINAGE

Quand on enroule un bon nombre de spires de fil, on est amené à choisir, pour ce dernier, un diamètre modeste, pour pouvoir loger les spires. Il en résulte immédiatement une résistance parasite, dont on se passerait bien. Par exemple, un fil de cuivre de 0,08 mm (ou 8/100 de mm) présente une résistance de l'ordre de 3 Ω par mètre.

Or on veut que le composant réalisé (le bobinage) ait une forte impédance aux signaux de fréquence élevée, mais on souhaite que cette impédance tende vers zéro quand la fréquence en fait autant. Toute résistance parasite, qui se comporte comme un résisteur en série avec le bobinage, dénature les propriétés du composant.

Cela gênera d'autant plus que la fréquence est faible. Indiquons ici que l'on peut qualifier un bobinage par son « facteur de qualité », généralement désigné par la lettre Q, qui vaut :

$$Q = 2\pi F L/R$$

où F est la fréquence du signal (en hertz) ; L est le coefficient de self-induction du bobinage (en henrys) ; R la résistance parasite (en ohms).

La valeur π (pi, soit 3,1416 environ) est là pour convertir la « fréquence » F (en hertz) en « pulsation », soit ω (oméga), en radians par seconde.

Ainsi, un bobinage de 0,2 H, ayant une résistance parasite de 6 Ω, utilisé à 50 Hz, a un facteur de qualité :

$$Q = 2\pi\ 50 \times 0{,}2/6$$

soit environ 10,5, ce qui est peu.

UN PETIT RETOUR SUR LA SELF-INDUCTION

Rappelons, juste pour mémoire, que la self-induction joue, à l'égard de l'intensité, le même rôle que la masse par rapport à la vitesse, en s'opposant à sa variation, et ce d'autant plus que cette variation est plus rapide.

Un bobinage (fig. 1) fait intervenir une force « contre-électromotrice » quand on veut faire augmenter l'intensité du courant qui le traverse, tendant ainsi à lutter contre cette augmentation. Il se comporte comme un objet doué de masse dont on veut augmenter la vitesse (on suppose un déplacement sans frottement, dans un plan horizontal, pour ne pas faire intervenir la pesanteur) : l'objet oppose à la force qui lui est appliquée pour l'accélérer une « force d'inertie », dans le sens opposé.

De même (fig. 2), si l'on essaie de diminuer l'intensité dans le bobinage, ce dernier crée alors une force électromotrice, s'opposant à la diminution (comme l'objet lourd tend à vous entraîner quand vous voulez diminuer sa vitesse).

C'est l'aptitude d'un bobinage à gêner les variations d'intensité qui permet de définir son « coefficient de self-induction ». On dit qu'un bobinage est doué d'un coefficient de self-induction unité (de un « henry ») quand, pour un courant qui le traverse et qui varie de un ampère par seconde, il développe à ses bornes une tension de un volt.

Cette analogie entre la self-induction et la masse se retrouve dans les formules. La tension de self-induction est :

$$e = -L\ di/dt$$

et la force d'inertie :

$$F = -m\ dv/dt$$

(m est la masse, v la vitesse).

L'analogie va plus loin. Un bobinage de coefficient de self-induction L parcouru par un courant d'intensité i contient une énergie :

$W = L i^2/2$

exactement comme un corps de masse m doué d'une vitesse v contient une énergie :

$W = m v^2/2$

De même que, en mécanique, l'effet de l'inertie est d'autant plus masqué que celui du frottement s'y superpose, en électricité, l'effet de la self-induction se « noie » dans celui de la résistance, quand cette dernière intervient trop.

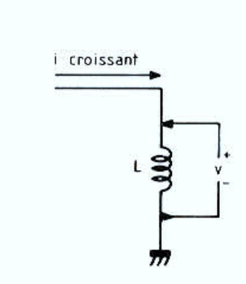


Fig. 1. – Dans un bobinage parcouru par un courant croissant, la force contre-électromotrice d'induction lutte conte l'augmentation de l'intensité.

Fig. 2. – Dans le même bobinage, si l'intensité décroît, la force électromotrice d'induction tend également à s'opposer à cette décroissance : elle a donc changé de sens.

COMME SI LE TABLEAU N'ETAIT PAS ENCORE ASSEZ NOIR...

... le bobinage présente encore d'autres défauts. En effet, les spires de fil qui le constituent sont proches les unes des autres, constituant ainsi l'équivalent de plusieurs petits condensateurs répartis dans le composant (on nomme cet effet parasite « capacité répartie du bobinage »).

D'autre part, si l'on veut réaliser un coefficient de self-induction L élevé, sans avoir à enrouler des milliers de spires, on fait généralement appel à un noyau magnétique. Bien que d'immenses progrès aient été faits de ce côté, ce noyau accepte mal que le bobinage réalisé sur lui soit parcouru par un courant trop intense : on note alors une réduction de sa « perméabilité » (donc un abaissement de la valeur de L), en raison de la saturation du noyau par le champ magnétique.

Ensuite, un bobinage, surtout s'il n'a pas de noyau, a la facheuse idée de « rayonner » tout autour de lui un champ magnétique, parfaitement capable de perturber d'autres bobinages, et de faire circuler, dans les pièces métalliques voisines, des courants « tourbillonnaires » (courants de Foucault). L'énergie perdue par ces courants contribue à gâter la qualité du bobinage, comme si sa résistance parasite s'en trouvait augmentée.

Enfin, le bobinage est fortement perturbé par la présence de champs magnétiques alternatifs. On sait les précautions qu'il faut prendre pour protéger les têtes de magnétophone contre les champs parasites rayonnés par les transformateurs d'alimentation.

Alors, la « bobinageophobie » des amateurs se comprend parfaitement. Elle est telle que beaucoup de gens renoncent à faire un filtre sélectif pour des fréquences faibles : il nécessiterait un bobinage de plusieurs henrys, et il y a fort à parier que les résultats seraient décevants.

HEUREUSEMENT, IL Y A L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL !

Si nous avons tellement insisté sur les défauts horribles des bobinages, c'est parce qu'il existe un moyen de les remplacer efficacement, en utilisant un montage fort simple, dont le nom, un peu « inquiétant », a rebuté plus d'un amateur : le « gyrateur ».

Si vous allez en chercher la description dans des ouvrages d'électronique de haut niveau, vous reculerez certainement. Aussi, nous nous limiterons à un cas simple, de réalisation ultra-facile, qui donne immédiatement des résultats intéressants, et dont on comprend très clairement le fonctionnement. Pensez donc : vous allez utiliser un circuit intégré, quatre résisteurs et un condensateur.

Le circuit intégré est un double amplificateur opérationnel. Ce composant est maintenant bien connu des lecteurs, aussi nous ne donnerons ici qu'un bref rappel de ses propriétés.

On le représente (fig. 3) comme un petit triangle, auquel arrivent cinq connexions. Il y a, pour commencer, les deux fils d'alimentation, nommée VS+ et VS−. Contrairement à une idée fort répandue, on n'applique pas forcément une tension positive sur VS+ et une négative (de même valeur absolue) sur VS−, mais c'est fréquemment le cas.

Tout ce que l'on peut dire, c'est que la différence de potentiel entre les fils VS+ et VS− doit être :

– positive et supérieure à un certain minimum, sinon l'amplificateur ne fonctionne pas ;
– inférieure à un certain maximum, pour ne pas détériorer l'amplificateur.

On demande souvent : « Où connecte-t-on la masse dans un amplificateur opérationnel ? ». La réponse est simple : en général, **on ne la**

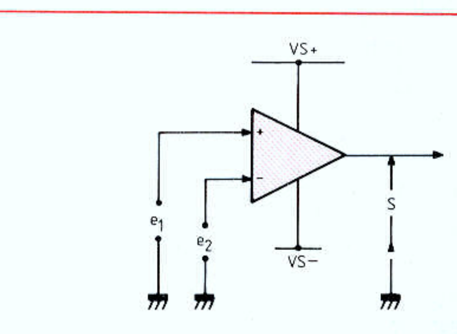


Fig. 3. – Dans un amplificateur opérationnel, il y a cinq connexions. La « masse » ne sert ici que de référence, par rapport à laquelle sont mesurées les tensions des différents points.

connecte pas. La « masse » est une connexion qui servira de référence, pour mesurer les tensions des différentes électrodes, et c'est tout.

Si, par exemple, l'amplificateur est alimenté avec VS+ = – 10 V et VS = – 30 V (pourquoi pas ? On le fait quelquefois), cela veut dire que la tension de sortie, par rapport à la masse, ne montera pas au-dessus de – 10 V (et souvent pas au-dessus de – 11 ou – 12 V) et ne pourra pas descendre en dessous de – 30 V (et se limitera souvent à – 29 ou – 28 V).

En effet, le circuit de sortie de l'amplificateur opérationnel est réalisé comme l'indique la figure 4. La connexion de sortie S, est reliée :

– au VS+ par un dispositif actif T_1 (en général, un transistor) ;

– au VS– par un autre dispositif actif, T_2.

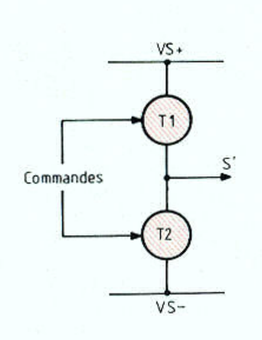


Fig. 4. – La sortie de l'amplificateur opérationnel est commandée par deux « dispositifs actifs » (généralement des transistors), T_1 et T_2, en série entre VS+ et VS–. Le potentiel de la sortie S est donc toujours compris entre VS+ et VS–, souvent même dans une plage encore un peu plus réduite, du fait de la tension minimale nécessaire aux bornes de T_1 ou/et T_2.

Ces éléments, T_1 et T_2, sont commandés par les étages d'entrée. Si l'on bloque T_2 et que l'on rende T_1 conducteur, la tension de S monte vers VS+, sans jamais dépasser cette valeur, évidemment, mais en s'en approchant éventuellement assez près, si T_1 accepte de fonctionner avec une faible tension aux bornes.

A l'opposé, si on bloque T_1 et que l'on rende T_2 conducteur, le potentiel de S tend vers celui de VS–, sans jamais descendre en dessous, en s'en approchant éventuellement assez près, si T_2 peut fonctionner sous une faible tension. Dans ce dernier cas, il arrive que l'on alimente l'amplificateur opérationnel avec VS– à la masse et VS+ relié à une tension positive, si l'on n'a pas besoin que la tension de sortie puisse devenir négative.

TENSIONS D'ENTREE ET LEUR DIFFERENCE

C'est aussi par rapport à la masse que l'on mesure les tensions appliquées aux deux entrées. Une d'entre elles est nommée « + » (ou « entrée non inverseuse »), parce qu'elle correspond à un gain positif. L'autre entrée, dite « – », ou « inverseuse », correspond à un gain négatif.

Ce qui est important à retenir, c'est que, en première approximation, seule **la différence** des tensions e_1 et e_2 compte.

Là aussi, les valeurs possibles de e_1 et e_2 (qui sont normalement presque égales entre elles) se situent dans une « plage » définie par rapport à VS– et VS+, allant très souvent de (VS– + 2) à (VS+ – 2). Autrement dit, si l'amplificateur opérationnel est utilisé avec VS+ = + 40 V et VS– = + 15 V (là aussi, cela peut se faire), il faudra se limiter à des valeurs de e_1 et e_2 comprises toutes les deux entre 17 V et 38 V.

Il y a des modèles d'amplificateurs opérationnels (LM 10, LM 358, CA 3130, CA 3140) pour lesquels les valeurs de e_1 et e_2 peuvent descendre jusqu'à VS–.

Donc, les valeurs de e_1 et e_2 comptent peu, seule leur différence compte. Mais alors, là, elle compte énormément. On peut dire, en quelque sorte, que le potentiel Vs de la sortie est défini par :

$$Vs = B + A(e_1 - e_2)$$

(dans la mesure où la valeur Vs ainsi calculée tombe bien dans la plage de valeur possible indiquée plus haut).

La tension B est une constante, qui dépend des valeurs de VS+ et de VS– (on pourrait presque dire que B est leur moyenne arithmétique).

La constante A est le « gain en différence » (ou « gain différentiel ») de l'amplificateur opérationnel. Elle est très grande : un gain d'un million n'a rien d'exceptionnel.

C'est d'ailleurs ce qui surprend le plus celui qui commence à utiliser l'amplificateur opérationnel : la valeur de ce gain est très mal connue ; tout ce que l'on sait, c'est qu'elle est presque toujours à considérer comme quasi infinie.

UN « GAIN INFINI » QU'EST-CE QUE CELA SIGNIFIE ?

Autrement dit, pour que la formule qui donne Vs soit valable, Vs restant compris entre VS– et VS+, il faut que $e_1 - e_2$ soit presque nul.

Donc, si on impose une valeur de $e_1 - e_2$ autre que minuscule (quelques millivolts ou moins encore), l'amplificateur opérationnel est saturé. Oh ! il n'a pas de mal, mais la tension de sortie va « en butée », haute ou basse selon que la différence $e_1 - e_2$ est positive ou négative.

Alors, comment se servir d'un amplificateur aussi susceptible ? Tout simplement par l'emploi généralisé de la « réaction négative ».

Car c'est bien là que se trouve le « maître mot », la clef de l'emploi de l'amplificateur opérationnel : il s'utilise toujours avec un « retour », une connexion qui revient de la sortie sur l'entrée « – ». Par l'intermédiaire de cette connexion, il va s'« auto-piloter », ramenant systématiquement, s'il le peut, à une valeur quasi nulle la différence $e_1 - e_2$. S'il ne le peut pas, il va « en butée ».

Un exemple simple de ce type de fonctionnement est indiqué sur la figure 5. On voit que l'entrée « – » reçoit une tension e_2 qui est tout simplement une fraction de la tension de sortie Vs, soit :

$$e_2 = Vs/n$$

car le diviseur de tension R/r divise par n la tension de sortie.

Alors, que va faire notre amplificateur opérationnel ? Il va tout simplement ajuster sa tension de sortie jusqu'à ce que Vs/n soit égale à e_1 (si c'est possible, c'est-à-dire si la valeur correspondante de Vs est compatible avec la plage de valeurs que peut prendre Vs).

Supposons, par exemple, que notre amplificateur opérationnel de la figure 5 soit alimenté par VS+ = + 20 V et VS– = – 5 V, la notice du composant nous indiquant que, dans ces conditions, Vs peut varier de – 4 V à + 17,5 V. Nous allons supposer que le rapport n est égal à 6.

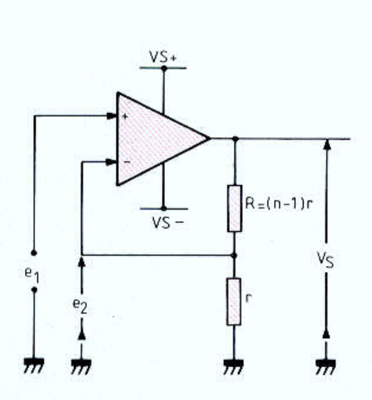


Fig. 5. – L'amplificateur opérationnel est monté ici en gain positif : il renvoie à son entrée « – » une tension e_2 qui vaut Vs/n. La valeur de e_2 étant « asservie » à rester égale à e_1, nous obtenons un gain de n.

Alors, si e_1 vaut + 1 V, par exemple, l'amplificateur opérationnel va « piloter » sa tension de sortie Vs jusqu'à ce que le sixième de Vs soit de 1 V, autrement dit jusqu'à ce que Vs vaille + 6 V (et, cela, il le peut).
En revanche, si l'on applique une tension e₁b de + 4 V, notre amplificateur ne pourra plus amener Vs à une valeur telle que Vs/6 vaille 4 V : il faudrait, pour cela, que + Vs arrive à 24 V. Donc, il sera saturé, la tension de sortie en butée haute (à + 17,5 V).
On voit que, si e_1 est compris entre – 4/6 = – 0,67 V et + 17,5/6 = + 2,92 V, le tout fonctionnera comme un amplificateur de gain 6.

HORREUR : UN GAIN DE 6 ALORS QU'ON POURRAIT AVOIR 1 000 000 !

En général, celui qui a suivi le raisonnement précédent est horriblement déçu : il a l'impression que nous utilisons une « formule 1 » pour rouler à 0,3 km/h. C'est pourquoi il faut tout de suite insister sur un point fondamental :

– Le gain de 6 est donné par un **rapport de valeurs de résistances.** Il est donc *précis* (au dix-millième près s'il le faut), *constant* (indépendant de l'âge du composant, de la température, de la tension d'entrée, etc.).
Et puis, outre ces merveilleuses qualités (impossibles à obtenir autrement), il y a encore une agréable surprise pour l'utilisateur :
– L'amplificateur opérationnel est construit de telle façon que le courant consommé par les entrées « + » et « – » est *minuscule,* à tel point qu'on le considère pratiquement toujours comme nul.
Même un « fossile » comme le fameux « 741 », beaucoup trop utilisé de nos jours, n'a que 0,2 μA de courant sur ses deux entrées. Un modèle plus évolué, le LM 301, se contente d'environ 70 nA (0,07 μA) sur ses entrées.
Si l'on prend un type actuel, comme le TL 082 ou TL 072m (il ne sont pas nés d'hier, tant s'en faut, mais ils correspondent au meilleur rapport qualité/prix, et ce sont eux qui devraient être les modèles universels pour les amateurs éclairés), on trouve un courant d'entrée qui est inférieur au nanoampère (millième de microampère).

Vous faut-il moins encore ? Alors utilisez un CA 3130 ou CA 3140, et, cette fois, le courant d'entrée tombe au *picoampère* (un millionième de microampère). C'est encore trop ? Le AD 515 J consomme quinze fois moins sur ses entrées que le CA 3130 (qui était pourtant d'une « sobriété » exceptionnelle).

LES DEUX « REGLES D'OR »

Pour résumer tout ce que nous avons dit, formulons les deux principes fondamentaux d'emploi des amplificateurs opérationnels, tels qu'ils résultent des considérations indiquées plus haut.

1° Un amplificateur opérationnel maintient toujours, s'il le peut, le potentiel de son entrée « – » à la même valeur que celui de son entrée « + ».
2° Les courants consommés sur ces deux entrées sont à considérer comme négligeables.

« Tout cela, on le savait », diront certains. Espérons-le, mais, si cela va sans dire, cela va infiniment mieux en le disant, et en y pensant chaque fois qu'on utilise le composant. Retenez-le, tant c'est important :

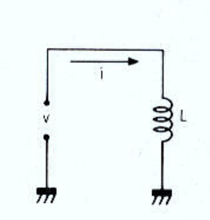


Fig. 6. – Nous envisageons ici un bobinage, de coefficient de self-induction L, auquel on applique une tension v, nulle jusqu'à l'instant zéro, constante et égale à E ensuite.

« An operational amplifier maintains allways, if possible, the potential of its plus input to the same value as its minus input. Input currents are neglectible. »

« Bei einem Operational-Verstarker, bleibt das Potential des Minus-Eingangs, wenn immer moglich, dem Wert seines Plus-Eingangs gleich. Sein Eingangstrom ist unbedeutend. »

Allez-y, ajoutez d'autres traductions ; écrivez cela sur les murs ; apprenez-le par cœur (l'auteur espère avoir insisté assez lourdement).

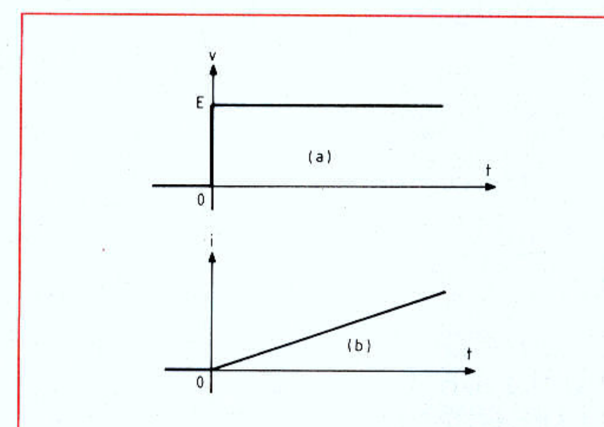


Fig. 7. – En appliquant à L la tension dont la forme d'onde est en (a), on obtient une intensité (b), nulle d'abord, puis proportionnelle au temps, la « pente » de la droite étant E/L.

ON REVIENT (ENFIN) AU BOBINAGE

Nous souhaitons, avec ce composant merveilleux qu'est l'amplificateur opérationnel, réaliser quelque chose qui se comporte comme un bobinage (précisons tout de suite que, pendant que nous y sommes, nous désirons un bobinage *parfait)*.
Or, comment se comporterait un bobinage parfait, de coefficient de self-induction L, ayant une extrémité à la masse (fig. 6), si on lui appliquait une tension v qui, nulle jusqu'à l'instant zéro, passe brusquement à la valeur E, et reste constante ensuite (fig. 7a) ?
La réponse est facile à donner. Elle tient à la définition même de L : le courant i (fig. 7b), nul jusqu'à l'instant zéro, se mettrait à augmenter suivant une loi linéaire (proportionnellement au temps), avec une vitesse de variation (en ampères par seconde) telle que cette vitesse, multipliée par L, soit égale à E.
La pente de la partie montante de la courbe indiquée sur la figure 7b est donc :

$di/dt = E/L$

Autrement dit, le courant i, à partir du temps zéro, suit la loi de variation :

$i = (E/L)\ t$

Nous allons donc essayer de réaliser un montage tel que, quand on lui applique une tension d'entrée variant comme sur la courbe de la figure 7a, il consomme, à l'entrée, un courant variant comme l'indique la figure 7b.

LE PREMIER AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

Soit un amplificateur opérationnel A_1, monté comme l'indique la figure 8. Comment va-t-il réagir si nous appliquons, à son entrée, une tension e_1 qui varie comme le montre la courbe a de la figure 7 (tension nulle jusqu'au temps zéro, constante et égale à E ensuite) ?
En raison de la première « règle d'or », l'amplificateur opérationel va maintenir son entrée « – » au même potentiel que son entrée « + ». Il faut donc que la tension e_2 (aux bornes de R), nulle avant l'instant zéro, monte brusquement à la valeur E, puis reste constante et égale à E ensuite.
Une règle simple, avec un condensateur, est la suivante : il ne peut y avoir de variation brusque de tension à ses bornes. En d'autres termes, si le potentiel d'une de ses armatures a une variation brusque, celui de l'autre armature doit avoir la même variation.
Donc, si nous voulons que e_2 passe brusquement de zéro à E au temps zéro, cela implique que la tension de sortie de A_1, soit u, passe aussi de zéro à E au temps zéro, tout aussi brusquement.
Mais cela ne suffit pas, il faudra, ensuite, maintenir constante et égale à E la tension e_2.
Or cette tension est due au courant qui traverse R, allant vers la masse. N'oublions pas la seconde « règle d'or » : le courant consommé par l'entrée « – » de l'amplificateur opérationnel est nul (comme celui que consomme son entrée « + »). Donc, tout le courant qui passe dans R doit aussi passer dans le condensateur C. Il s'agit du courant qui charge ce condensateur.

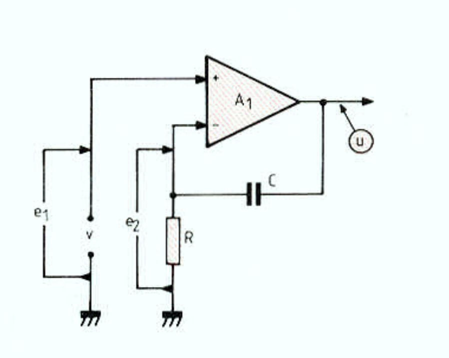


Fig. 8. – Dans ce montage, nous allons appliquer en v une tension nulle jusqu'à l'instant zéro, puis constante et égale à E ensuite. La tension e_2 devra donc varier de la même façon.

LE COURANT DE CHARGE D'UN CONDENSATEUR

Pour qu'un condensateur se charge à courant constant, il faut que la tension à ses bornes croisse proportionnellement au temps. En effet, le courant i de charge d'un condensateur de capacité C, aux bornes duquel il y a une tension V (fonction du temps) est :

$i = C\ dV/dt.$

La « dérivée », dV/dt, est tout simplement la vitesse de variation de V, en volts par seconde. Pour que i soit constant, il faut que cette vitesse le soit aussi.
Le courant constant qui doit passer dans R à partir de l'instant zéro a la valeur :

E/R

pour maintenir une tension constante et égale à E aux bornes de R. Ce courant étant égal à C dV/dt, on en déduit que la vitesse de variation de V est :

$dV/dt = E/RC.$

On peut donc prévoir parfaitement la loi de variation en fonction du temps de la tension de sortie, u, de l'amplificateur opérationnel A_1 (fig. 8). Cette tension, nulle jusqu'à l'instant zéro, monte brusquement à la valeur E, puis croît linéairement en fonction du temps, suivant la loi :

$u = E + (E/RC)\ t.$

Sur la figure 8, nous avons

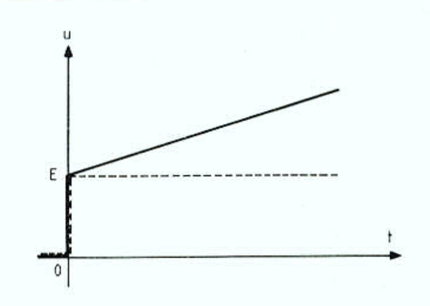


Fig. 9. – En pointillé, la forme d'onde sur l'entrée « + » (et donc sur l'entrée « – » qui doit la « suivre »). En trait gras, la variation de la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel A_1. La pente de la partie de droite du signal correspond à une croissance régulière de la tension aux bornes de C, pour y maintenir un courant de charge constant.

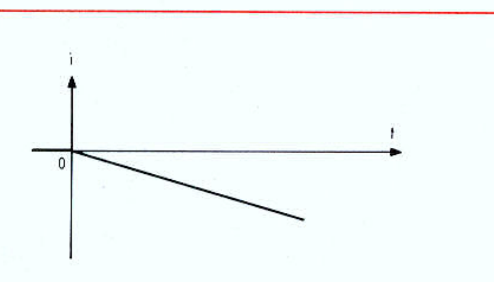


Fig. 10. – Si l'on reliait, par un résisteur, la sortie de A_1 à son entrée « + », il en résulterait une intensité variant bien comme celle de la figure 7, mais négative (allant vers le point H).

tracé en pointillé la variation de v en fonction du temps.
On voit déjà qu'il y a une limitation à ce fonctionnement : le courant de charge de C ne peut augmenter indéfiniment. De toutes façons, comme nous voulons simuler le comportement d'un bobinage, on ne pourrait appliquer à ce dernier une tension constante indéfiniment, car l'intensité passant dans le bobinage augmenterait indéfiniment.

UN COEFFICIENT DE SELF-INDUCTION « NEGATIF »

Supposons que, maintenant, nous placions un résisteur R', de résistance K, entre la sortie de A_1 et son entrée « + ». On voit que la différence de potentiel aux bornes de R', nulle jusqu'à l'instant zéro, se mettrait, ensuite, à croître suivant la loi :

(E/RC) t.

Il passerait donc, dans R', un courant qui, à partir du temps zéro, aurait la valeur :

(E/RC) t/K.

Ce courant varierait donc comme le montre la figure 10. Cela ressemble un peu à ce que nous souhaitions (fig. 7b) mais, hélas ! le courant est négatif, car il va vers l'entrée « + ».

Donc, notre ensemble du montage de la figure 8 et du résisteur R' se comporte « un peu » comme un bobinage, mais à condition de considérer qu'il s'agit d'un bobinage ayant un « coefficient de self-induction négatif ». C'est peut-être une curiosité du point de vue mathématique, mais, en pratique, cela ne nous sert à rien.
Il faut donc arranger les choses, et c'est encore l'amplificateur opérationnel qui va fournir la solution attendue.

UN AMPLIFICATEUR INVERSEUR

Comment réaliser un amplificateur de gain négatif ? C'est extrêmement simple, et c'est d'ailleurs le montage qui est probablement le plus connu parmi les applications de l'amplificateur opérationnel.
Le montage de la figure 5 nous donne un gain positif. C'est logique : nous attaquons l'entrée non inverseuse, et l'autre entrée suit. Si nous voulons un gain négatif, il faut procéder comme l'indique la figure 11.
On voit que l'amplificateur opérationnel A_2 est monté avec son entrée « + » reliée à la masse. Donc, attentif à bien suivre la « première règle d'or », notre amplificateur va maintenir son entrée « – » (le point G) au même potentiel que son entrée « + », c'est-à-dire zéro, puisque cette entrée « + » est à la masse.
Le point (G) étant au potentiel zéro, la tension aux bornes du résisteur P est exactement égale à e, qui est la tension d'entrée. Le courant dans P est donc égal à e/P exactement.
Or, notre amplificateur opérationnel suit aussi la deuxième « règle d'or » : il ne consomme rien sur son entrée « – » (sur l'autre non plus, d'ailleurs). Donc, tout le courant qui passe dans P va passer dans M, puisque rien ne va dans l'amplificateur.
La chute de tension aux bornes de M est donc égale à :

M × (e/P) = e M/P.

Or, le potentiel de l'extrémité gauche de M est zéro (première règle d'or), donc son extrémité droite est au potentiel :

S = – e M/P.

Nous avons donc réalisé ainsi un amplificateur de gain négatif.
On évoque souvent, à propos de cet amplificateur, l'image du « levier », qui est assez claire. Imaginons (fig. 12) un levier, passant par le point fixe (G), dont les longueurs des bras sont respectivement P et M. Si l'on applique à l'extrémité gauche du levier un petit déplacement e (suffisamment petit pour que l'on confonde un petit arc de cercle et la corde qu'il sous-tend), l'extrémité droite aura un déplacement S, le rapport S/e étant égal au rapport des longueurs M/P ; les déplacements ayant lieu en sens inverse.
Il convient de noter qu'un tel amplificateur, contrairement au cas de celui de la figure 5, consomme un courant d'entrée important, exactement e/P, tout à fait comme si le point (G) était à la masse. On appelle d'ailleurs souvent ce point « masse fictive » (puisque son potentiel est asservi à la valeur zéro par l'amplificateur opérationnel).
L'auteur a horreur de cette dénomination, car une « masse » est un point qui a une propriété désagréable : on ne peut affirmer que la somme des intensités qui y arrivent est égale à la somme des intensités qui en repartent (la différence s'en va sous forme de « courant de retour de masse »). Un nom bien plus rationnel pour le point (G) est « point nodal ».

NOUS N'AVONS PAS ENCORE GAGNE (MAIS PRESQUE)

Nous n'allons pas utiliser exactement le montage de la figure 11 pour « inverser » le courant d'entrée. En effet, si nous appliquions directement

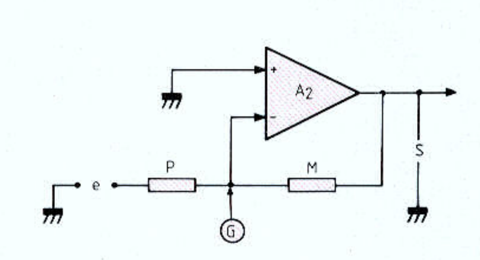


Fig. 11. – Montage d'un amplificateur opérationnel en gain négatif. Comme il asservit le potentiel du point (G) à rester le même que celui de l'entrée « + », c'est-à-dire zéro, et qu'il ne consomme aucun courant sur ses entrées, on a S/e = – M/P.

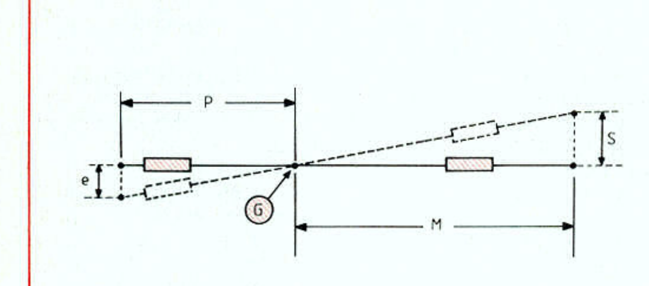


Fig. 12. – Le fonctionnement du montage de la figure 11 peut être comparé à celui d'un levier, dont le point fixe est G, les longueurs des bras de levier étant P et M.

la sortie de A_1 à l'extrémité gauche du résisteur P de la figure 11 (en supoposant P = M, soit un gain de – 1), la sortie S de A_2 nous fournirait une forme d'onde analogue à celle que montre la figure 13.

Nous aurions bien, après le temps zéro, un potentiel S qui décroît linéairement, mais, au lieu de partir de + E, il part de – E. Mais ne vous découragez pas, nous y sommes presque.

En effet, supposons que, comme le montre la figure 14, nous appliquions bien la sortie u de A_1 (point J) à la gauche du résisteur P, mais que, en même temps, l'entrée « + » de A_2, au lieu d'être reliée à la masse, soit reliée à l'entrée « + » de A_1. Alors, tout va changer.

Comme le montrent les formes d'ondes de la figure 15, au temps zéro, le potentiel de l'entrée « + » de A_1 (point H) monte brusquement de E. On sait que celui de son entrée « – » va en faire autant, comme celui du point (J).

Donc, juste après l'instant zéro, le potentiel de (H) est monté brusquement à + E, comme celui de l'extrémité gauche de P.

Or, l'amplificateur opérationnel A_2 suit toujours la première règle d'or. Donc, il va faire monter brusquement à + E le potentiel de son point (G), pour qu'il suive celui de son point (H).

Cela ne se peut que si le potentiel S du point (N) (sortie de A_2) monte aussi à + E : la tension aux bornes de P étant restée nulle juste après le temps zéro, celle que l'on a aux bornes de M doit également rester nulle juste après le temps zéro.

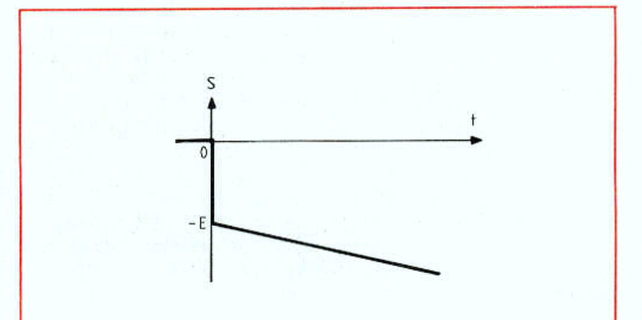


Fig. 13. – Si l'on utilise le montage de la figure 11 pour amplifier le signal de sortie u du montage de la figure 8, on a bien, en sortie, une tension qui descend, mais le « décrochement » initial est – E, alors qu'il faudrait + E.

Ensuite, comme le potentiel du point (J) monte régulièrement (courbe b), celui du point (G) restant obstinément fixe et égal à + E, toujours en raison de l'action de A_2, qui suit fidèlement la première règle d'or, le courant dans P croît proportionnellement au temps : il est égal au potentiel de (J), diminué de E, le tout divisé par P.

Comme nous l'avons vu sur la figure 11, le courant dans M est le même que celui qui passe dans P (A_2 ne consomme rien sur son entrée « – »). La tension aux bornes de M croît donc, elle aussi, proportionnellement au temps.

L'extrémité gauche de M (point G) restant au potentiel constant + E, l'extrémité droite de M, c'est-à-dire le point (N), va donc avoir un potentiel qui, après être monté brusquement à + E, va suivre une loi linéaire descendante (fig. 15 c).

La pente de la partie montante de la courbe b est, on l'a vu :

$du/dt = E/RC$.

On en déduit que la pente de la partie descendante de la courbe c, venant d'un amplificateur de gain – M/P est :

$$dS/dt = - M/P\ (E/RC) = - ME/PRC$$

Si nous considérons maintenant la différence de potentiel entre le point (H) et le point (N), elle est nulle jusqu'au temps zéro, et, à partir de ce temps, elle est proportionnelle au temps, suivant la loi :

$VH - VN = (ME/PRC)\ t$
(fig. 15 c)

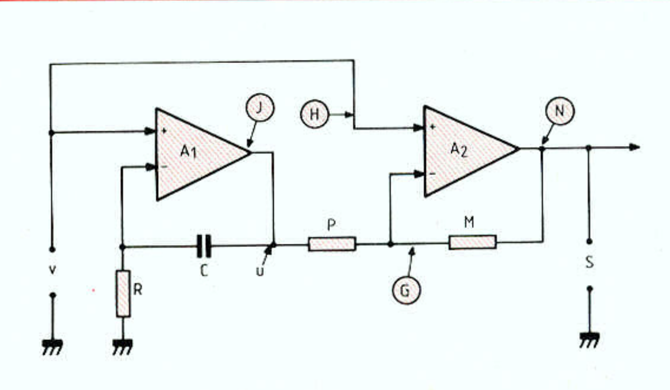


Fig. 14. – L'amplificateur à gain négatif A_2 a maintenant son entrée « + » commandée par la même tension que celle de A_1, ce qui résout le problème.

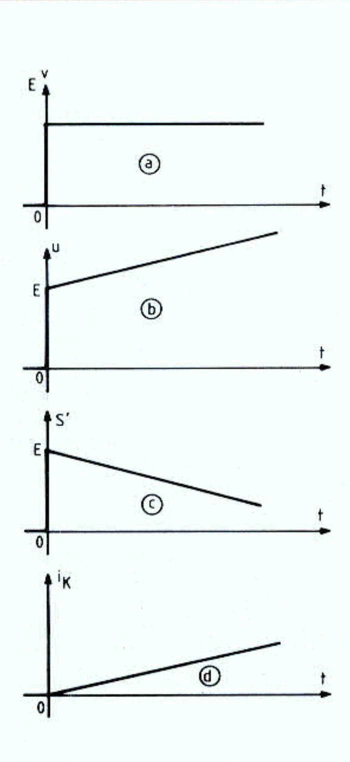


Fig. 15. – Dans le montage de la figure 14, attaqué en (H) par le signal (a), le signal en (J) varie comme (b) ; en (N), il varie comme (c) ; donc, en reliant (N) et (H) par un résisteur, il y passera le courant qui varie comme le montre la courbe (d), ce que nous voulions obtenir.

MAINTENANT, CELA MARCHE !

Relions donc le point (N), sortie de A_2 au point (H) (entrée « + » de A_1) par un résisteur de valeur K, désigné par la lettre K (fig. 16), et nous aurons, du point H vers le point N, un courant i. Ce courant, nul jusqu'au temps zéro, va, à partir de cet instant, croître proportionnellement au temps, avec la valeur :

$i = (ME/PRC)\ t/K = (M/KPRC)\ E\ t.$

Or on se souvient que, en appliquant, à partir du temps zéro, une tension E à un bobinage de coefficient de self-induction L, on obtient une intensité qui monte, à partir du temps zéro, suivant la loi :

$i = E\ t/L.$

On en déduit que le montage de la figure 16 se comporte, à son entrée, comme un bobinage dont le coefficient de self-induction L est :

$L = KPRC/M.$

Prenons un cas pratique. Nous réaliserons A_1 et A_2 par les deux amplificateurs opérationnels d'un circuit TL 072 CP (ou TL 082 CP), nous prendrons M = P (par exemple 3,3 kΩ chacun), R = 10 kΩ, C = 0,1 µF et K = 10 kΩ. On trouve alors (en enlevant P et M de la formule, puisque leur rapport vaut 1) :

$L = 10^4 \times 10^4 \times 10^{-7} = 10.$

Nous venons donc de réaliser un montage qui simule un bobinage ayant un coefficient de self-induction de 10 H (le H désigne l'unité henry).

Fig. 16. – Le résisteur K a été ajouté entre (N) et (H) ; maintenant le montage se comporte comme un bobinage quasi « parfait » entre (H) et masse.

COMMENT VERIFIER QUE C'EST BIEN VRAI ?

Nous n'allons pas nous lancer dans une série de relevés de formes d'ondes. Il y a beaucoup plus simple.

N'oublions pas, en effet, que le rôle d'un bobinage de coefficient de self-induction L est, souvent, de constituer, avec un condensateur de capacité C' (pour ne pas le confondre avec le C du montage), un circuit oscillant de période :

$T = 6{,}28\ \sqrt{LC'}$

(le 6,28 étant tout simplement une approximation de 2π).

Donc, si nous associons le montage de la figure 16 à un condensateur C', ayant, par exemple, une capacité de 0,22 µF, en mettant simplement C' entre le point (H) et la masse, nous constituons ainsi un circuit oscillant parallèle dont la période doit être :

$T = 6{,}28\ \sqrt{10 \times 2{,}2\ 10^{-7}}$
$= 0{,}00932$ s

ce qui correspond à une fréquence de l'ordre de 107 Hz.

Un bon circuit oscillant digne de ce nom ne demande qu'à osciller, mais il ne « part » pas tout seul. Alors, comment procéder ? Il suffira d'effleurer le point (H) avec un fil porté à un potentiel U bien choisi pour que le système entre en oscillations.

(à suivre)

J.-P. OEHMICHEN

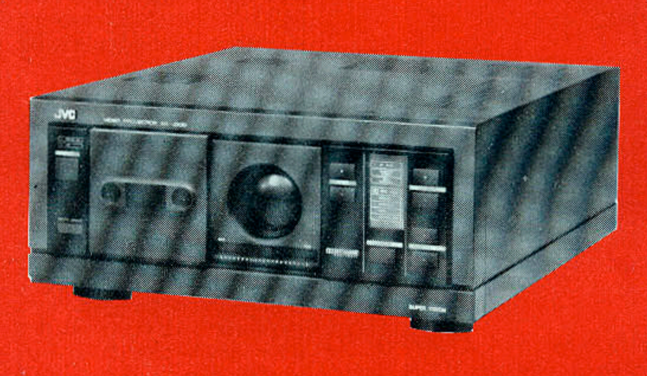
NOUVELLE$ DU JAPON

L'Arlésienne de l'électronique grand public, l'enregistreur numérique à cassette, le DAT, va peut-être finir par être commercialisé mondialement et en masse. Les fabricants de DAT (actuels et potentiels), douze constructeurs japonais et trois européens, se sont mis d'accord avec le RIAA et l'IFPI sur un système limitant les possibilités de copie du DAT. Dérivé du système Solo Copy proposé par Philips l'an passé, le nouveau système, appelé Serial Copy Management System, autorise la première copie numérique à partir d'une source numérique (compact disc ou émission radio numérisée par exemple) mais empêche la recopie en numérique de la bande ainsi enregistrée. Lorsqu'une copie numérique est réalisée à partir d'une source analogique, la duplication de la bande n'est possible qu'une fois. En gros, le système ne contrôle que les copies numériques.

Les DAT actuellement disponibles sont incapables de copier un compact disc en numérique : les informations sont échantillonnées à 44,1 kHz sur le compact disc et à 48 kHz (ou 32 kHz) sur le DAT. Ces appareils deviendront donc obsolètes si le Serial Copy Management System était adopté. Les DAT devront pouvoir échantillonner à 44,1 kHz et, bien sûr, intégrer le système de protection anti-copie multiple.

LE DAT L'AN PROCHAIN ?

Un nouveau DAT qui peut copier les compact-discs est en gestation. Equipé d'une censure, il procurera des bandes qu'il ne sera pas possible de dupliquer. Cet enregistreur, qui interdit le piratage mais a de quoi satisfaire les utilisateurs amateurs, démode les actuels DAT. Sa naissance reste encore hypothétique, car les auteurs et éditeurs de musique entendent s'y opposer au Japon, même si leurs organisations internationales l'agréent.



Le projecteur vidéo Super LCD de JVC.

LE DERNIER REMPART

Cet accord entre constructeurs et éditeurs au niveau international ne résoud pas pour autant les choses. Exemple, au Japon, trois organisations regroupant les producteurs de musique, la Japan Phonograph Record Association (membre de l'IFPI !), la Japanese Society of Rights of Authors, Composers and Publishers et le Japan Council of Performers'Organizations, ont immédiatement annoncé leur opposition à ce système s'il n'était devancé par une taxe sur les bandes et les matériels. Ces organisations ont le poids pour bloquer toute diffusion de disques au Japon. Or il semble difficile que cette taxe soit adoptée avant la fin de l'année. Le nouveau DAT ne verra donc pas le jour avant l'an prochain dans les vitrines japonaises.

LA VIDEO GRAND ECRAN

JVC a présenté un projecteur vidéo offrant des images de plus de 100 pouces (2,50 m) de diagonale avec une qualité à la hauteur des performances du Super VHS et des dimensions beaucoup plus faibles que celles d'un projecteur vidéo à tube cathodique. Car ce Super LCD utilise des cristaux liquides... L'appareil se transporte aisément et est très facile à utiliser. Un zoom incorporé permet de l'utiliser dans des lieux très divers quelles que soient les dimensions de l'écran ou de la pièce. Mieux, une lentille spécialisée, venant prendre place en face avant, permet de modifier le format de l'image de 4:3 à 16:9 et de se mettre au goût de la TVHD. La section audio n'a pas été pour autant négligée puisque le projecteur Super LCD est équipé d'un processeur Surround Dolby Pro Logic.

AKAI FABRIQUE SES CAMESCOPES

Akai a ajouté une unité de production pour caméscopes à son usine de Saitama Prefecture. Les caméscopes VHS-C qui y seront produits sont destinés à l'Europe. Akai, qui s'est pratiquement retiré du marché américain l'an passé, se concentre aujourd'hui sur les marchés européens et du Sud-Est asiatique.

NINTENDO DIFFERE SA 16 BITS

Nintendo devait commercialiser une nouvelle machine 16 bits de jeux vidéo cet été. Mais le manque de mémoires électroniques à bas prix sur le marché a forcé la firme japonaise à différer la sortie de cette machine à la fin de l'année puis, semble-t-il, jusqu'à l'été prochain.

Appelée Super Famicon, cette machine coûtera environ 30 000 yens au Japon (≃ 1 500 F). Elle utilise un microprocesseur 16 bits et est dotée de 14 Mo de mémoire pour procurer une qualité d'image et une vitesse d'animation comparables à celles des jeux d'arcade.

Elle serait compatible avec les jeux développés pour les précédentes machines Nintendo, mais Nintendo prépare sept nouveaux jeux en cartouche pour la Super Famicon et a signé des contrats avec 21 fabricants de programmes pour qu'ils développent des jeux en cartouche utilisant les capacités de la Super Famicon.

L'AUDIO FAIR SUR LE DAT

L'Audio Fair 89, qui se tenait ce début octobre au Convention Center Tokyo de la Ikebukuro Sunshine City dans le centre de Tokyo, devait réunir 81 exposants et connaître une fréquentation supérieure aux 250 000 visiteurs de l'an dernier. Produit vedette de ce « salon du son », le DAT, évidemment !...

Pierre LABEŸ

RETOUR SUR LES DIP-METRES

Le dip-mètre est un des instruments les plus présents dans l'atelier du radio-amateur. Il permet en effet de trouver la solution à de nombreux problèmes en liaison avec les circuits résonnants. Convenablement étalonné, il est utilisé fréquemment pour la mesure de la résonance d'un circuit self-capacité passif, aussi bien que pour apprécier la valeur d'une inductance ou d'une capacité inconnues, à partir d'inductances et de capacitances de valeur connue. C'est un bon détecteur d'oscillations parasites dans les amplificateurs HF. Enfin, possibilité essentielle pour ceux qui s'intéressent aux antennes, le dip-mètre permet de trouver la résonance – voire les résonances – d'un dipôle comme d'une ligne de transmission, ce qui est loin de manquer d'intérêt.

A l'origine, l'appareil fut imaginé autour d'un tube comme oscillateur en classe C, comportant une mesure du courant de grille. L'absorption par un circuit extérieur provoquant une chute du courant grille (dip), l'appareil prit dès l'origine le nom de grid-dip. Historiquement, l'une des plus anciennes mentions remonte à 1947, dans la revue *CQ Magazine*. Avec l'apparition de transistors bipolaires capables de travailler sur des fréquences raisonnables, la technique du grid-dip a cédé le pas au dip-mètre pour des raisons de simple logique : facilité d'alimentation, miniaturisation, autonomie totale. Il convient toutefois de remarquer que le transistor, qu'il soit PNP ou NPN, diffère complètement du tube pour plusieurs raisons. En particulier, il est excité non plus en tension mais en courant pour faire varier le courant du collecteur. Nous sommes en présence d'un circuit à basse impédance, et le courant de base (qui correspond à la grille) varie peu entre la situation de repos et l'état d'oscillation. Par ailleurs, la jonction base-émetteur d'un transistor bipolaire est une diode, et le courant de base, de ce fait, est peu sensible à l'état d'oscillation car il résulte essentiellement du courant continu de polarisation. C'est la raison pour laquelle les dip-mètres de la première génération comportaient toujours une diode de type 1N 34 comme détecteur du courant HF, ce qui pourrait être actualisé par l'emploi d'une diode Schottky, plus récente. Un tel dip-mètre est représenté figure 1.

Le transistor à effet de champ (JFET), par contre, peut être en tous points comparé à un tube. A son image, le transistor FET demande une tension à l'entrée pour commander le courant du drain qui correspond à l'anode d'un tube triode, et la jonction gate-source se comporte comme la fuite de grille. Il en résulte qu'un transistor FET de type N peut être substitué sans modification à un tube dans n'importe quel grid-dip existant, d'autant que les FET capables de performances sur VHF sont nombreux. Le montage de la figure 2 est un exemple d'application pratique.

Les MOSFET, à l'inverse, ne comportent pas de diode gate-source. On verra donc apparaître à nouveau une diode extérieure pour la détection de la tension HF de

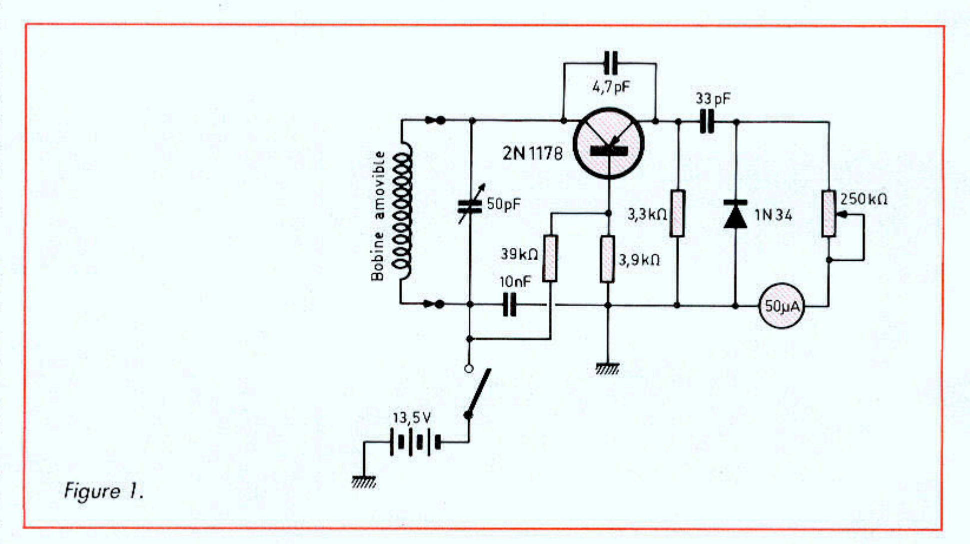


Figure 1.

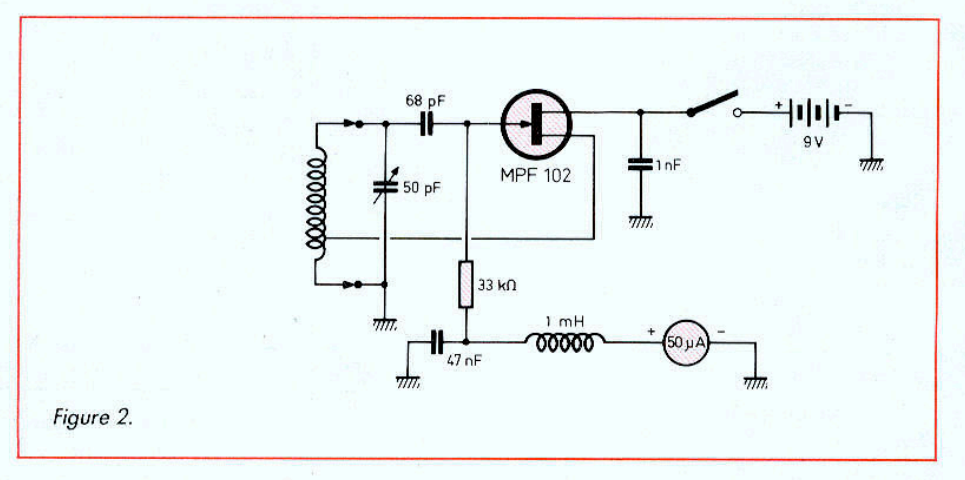


Figure 2.

l'oscillateur qui sera soit un Hartley, soit un Colpitts, avec une préférence pour ce dernier qui nécessite des bobines sans prise intermédiaire. La figure 3 propose un montage simple à MOSFET avec possibilité d'ajuster le niveau de sortie de l'oscillateur, ce qui dispense d'ajuster la sensibilité de l'appareil de mesure.

Enfin, on trouvera, figure 4, un montage un peu plus élaboré et qui présente quelques originalités. En premier lieu, si comme dans tous les appareils on utilise des bobines interchangeables, par contre, le condensateur variable est supprimé au profit de deux diodes varactors, à capacité variable, commandées par un potentiomètre. Autre particularité, la tension redressée est appliquée à un amplificateur à courant continu, ce qui permet d'utiliser un appareil de mesure beaucoup moins sensible, de 0 à 1 mA par exemple. Et, dernière originalité, lorsqu'il s'agit de produire un signal – ce que l'on demande aussi fréquemment au dip-mètre – la tension de sortie peut être à volonté pure ou modulée par un générateur de signaux carrés constitué autour d'un C-MOS oscillant aux alentours de 1 000 périodes, ce qui en permet l'identification.

On pourrait naturellement en dire plus sur la question, mais nous pensons que ce rapide tour d'horizon est suffisant pour rappeler quelques points particuliers, sur une question qui intéresse toujours ceux qui sont restés fidèles aux travaux-maison.

Robert PIAT (F 3 XY)
(Inspiré de *Ham Radio*)

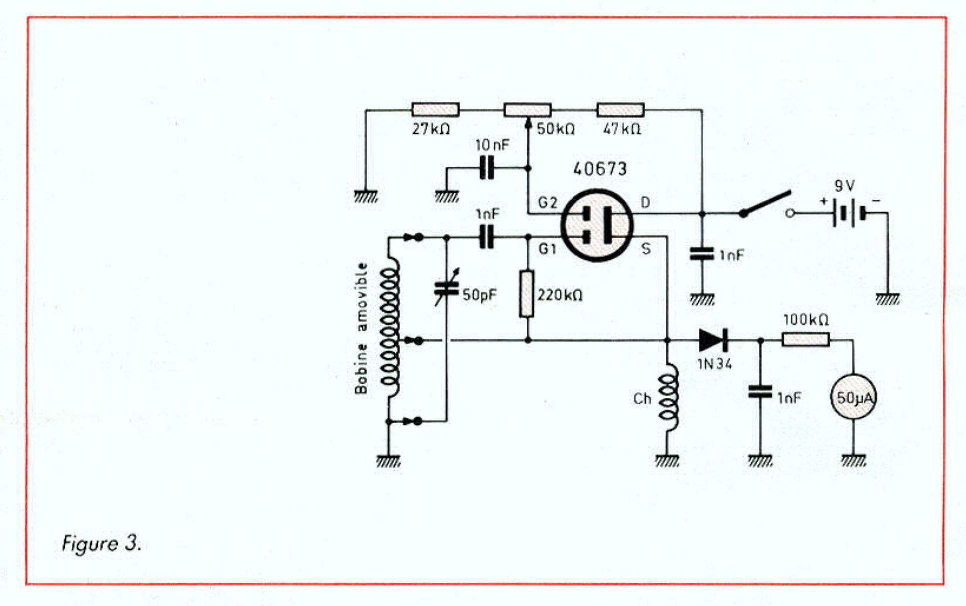


Figure 3.

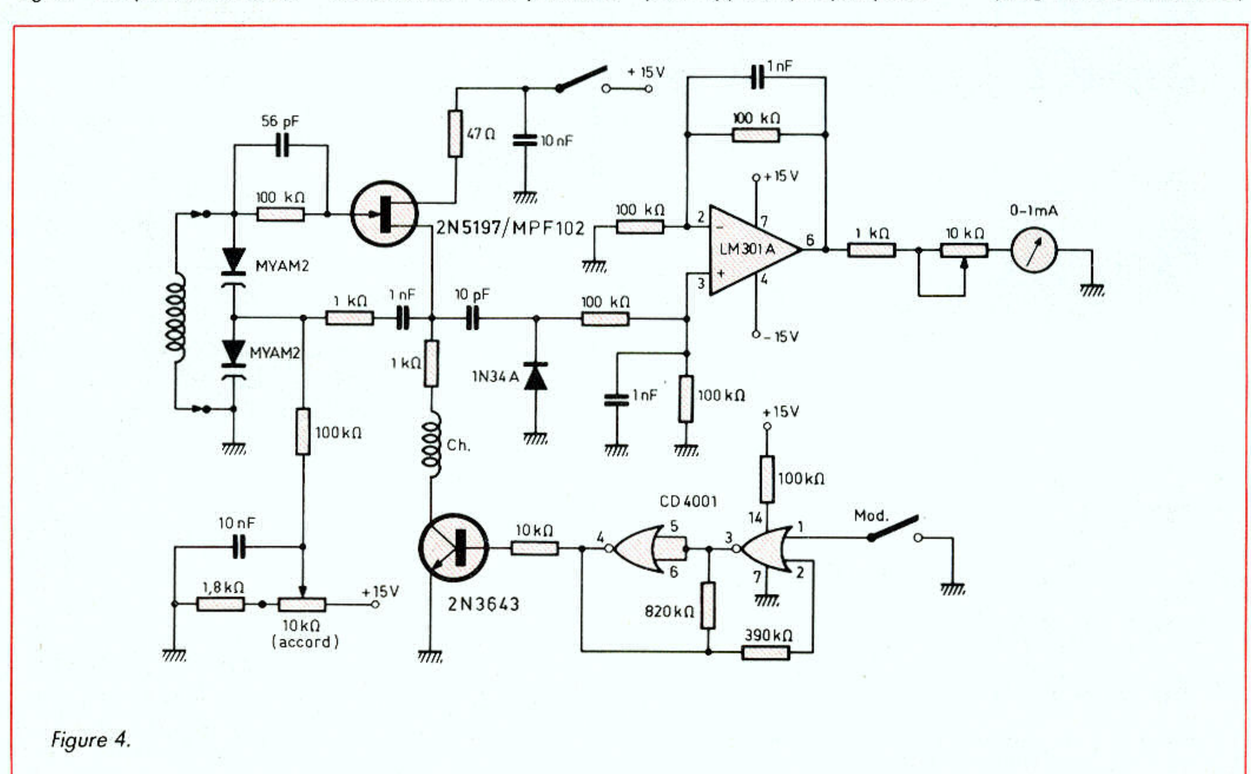


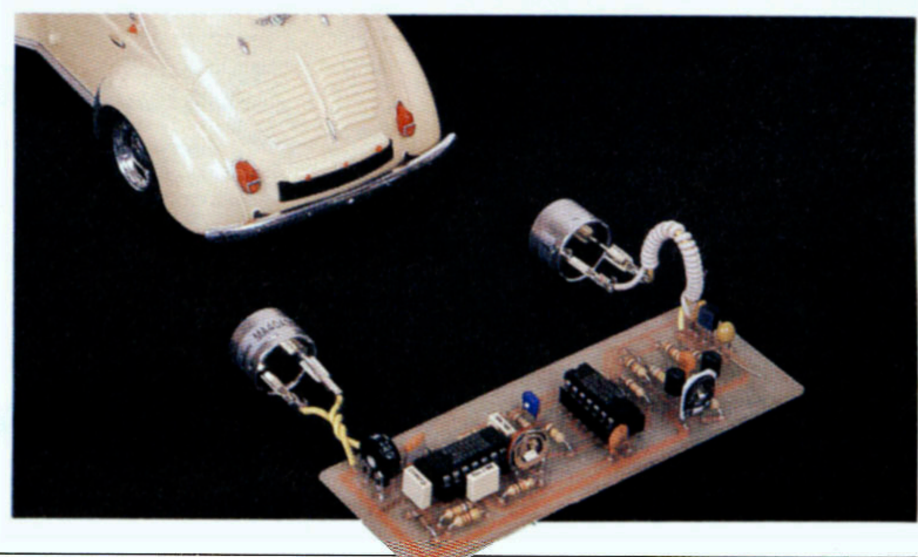
Figure 4.

REALISATION *Flash*

RADAR DE RECUL

A QUOI ÇA SERT ?

Ce montage est un véritable radar. Simplifié à l'extrême, il vous alertera lorsqu'un obstacle se présentera à une distance préréglée. Vous pourrez par exemple l'installer sous le pare-chocs arrière de votre voiture, alimenté par les feux de recul, il vous avertira lorsque vous reculerez dans votre garage ou lors de l'exécution d'un créneau...



LE SCHEMA

Avant de détailler, voyons ensemble le principe. On émet des ultrasons qui reviennent après réflexion sur l'obstacle et sont détectés. On compare

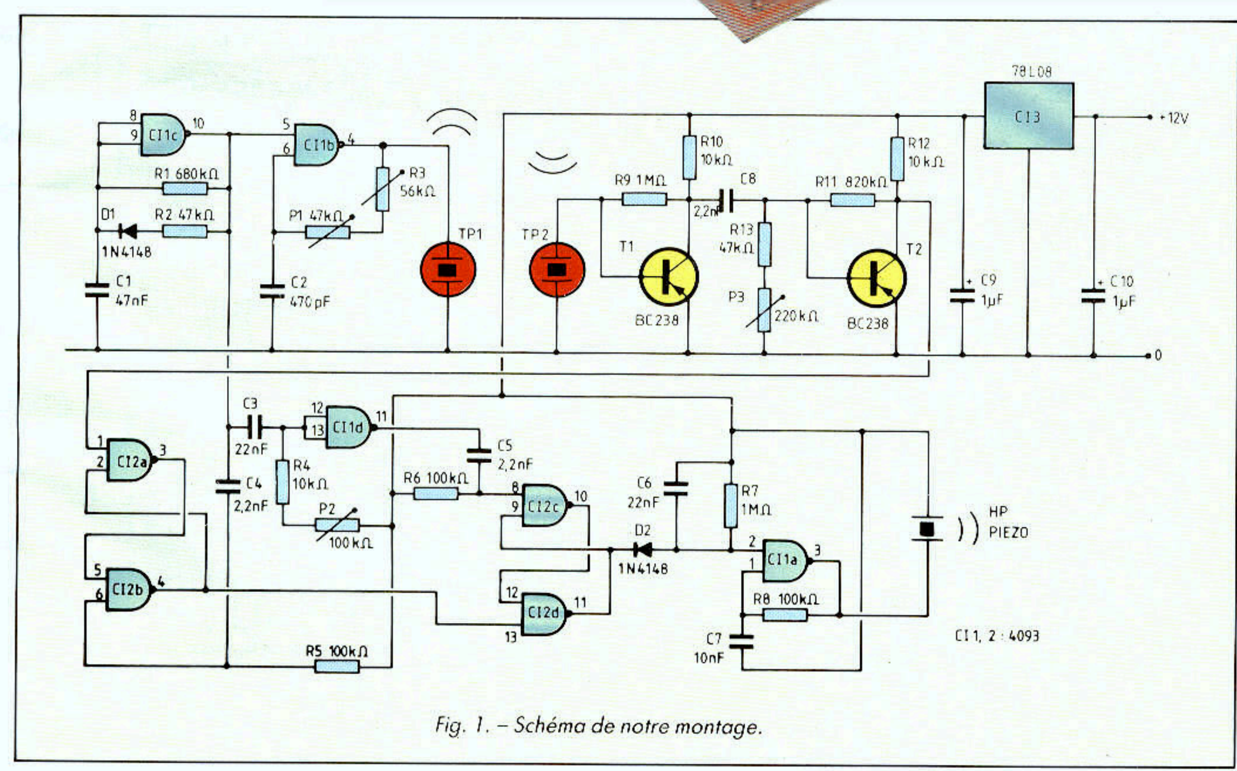


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

le temps de retour à un temps préréglé. Et si ce temps est inférieur, on actionne un avertisseur sonore. Cela vous semble peut-être complexe, en fait, on n'utilise que deux circuits intégrés et deux transistors ! Cl_{1C} est monté en oscillateur, il délivre des impulsions de 0,5 ms toutes les 10 ms. Cl_{1b} oscille à la fréquence d'un transducteur piézo-électrique à ultrasons qui envoie des trains d'ondes. Ces ondes sont reçues par un ampli à transistors. P_3 ajuste la polarisation et la sensibilié de la détection. Cl_{1c} remet à zéro la bascule RS $Cl_{2a/b}$ et déclenche le monostable Cl_{1d}. P_2 réglera sa constante de temps, donc la distance de détection. La comparaison est assurée par une seconde bascule RS dont la sortie 11 passe à l'état haut si la réflexion intervient avant la fin de la constante de temps du monostable. C_7/R_7 détectent l'absence d'impulsion. En branchant un voltmètre entre Cl_{2b} et le + de l'alimentation, on pourra lire la distance (à étalonner). Cl_{1a} sera accordé sur la fréquence du buzzer piézo. (Jouer éventuellement sur R_8.)


REALISATION

Les transducteurs piézo-électriques sont classiques, pas de composant spécial ici. On respectera bien sûr les précautions habituelles concernant les montages. Les valeurs des potentiomètres ont été calculées pour qu'en plaçant les curseurs au centre un réglage moyen soit adopté. Nous attirons votre attention sur les possibilités obligatoirement restreintes de ce type de détecteur : les ultrasons ont une fâcheuse tendance à s'atténuer en s'éloignant, par ailleurs la réflexion introduit une diffusion des ondes, si bien que le signal reçu n'est pas très important. Des performances supérieures auraient pu être obtenues mais au prix de techniques complexes. Un montage que vous pourrez donc développer vous-même, il faudrait par exemple un ampli dont le gain varie en fonction du temps, ou augmenter la puissance d'émission. A vous de jouer !

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W, 5 %

R_1 : 680 kΩ
R_2, R_{13} : 47 kΩ
R_3 : 56 kΩ
R_4, R_{10}, R_{12} : 10 kΩ
R_5, R_6, R_8 : 100 kΩ
R_7, R_9 : 1 MΩ
R_{11} : 820 kΩ

Condensateurs

C_1 : 47 nF MKT 5 mm
C_2 : 470 pF céramique
C_3 : 22 nF MKT 5 mm
C_4, C_5, C_8 : 2,2 nF céramique
C_6 : 22 nF MKT 5 mm ou céramique
C_7 : 10 nF MKT 5 mm
C_9, C_{10} : 1 µF Tantale

Semi-conducteurs

Cl_1, Cl_2 : circuit intégré 4093
Cl_3 : régulateur 8 V : 78L08
T_1, T_2 : transistor NPN BC 238 B, 550 B, etc.
D_1, D_2 : diode au silicium 1N 4148

Divers

P_1 : 47 kΩ, potentiomètre ajustable vertical
P_2 : 100 kΩ, potentiomètre ajustable vertical
P_3 : 220 kΩ, potentiomètre ajustable vertical
Tp_1, Tp_2 : transducteurs piézo-électriques
Un haut-parleur piézo (buzzer)

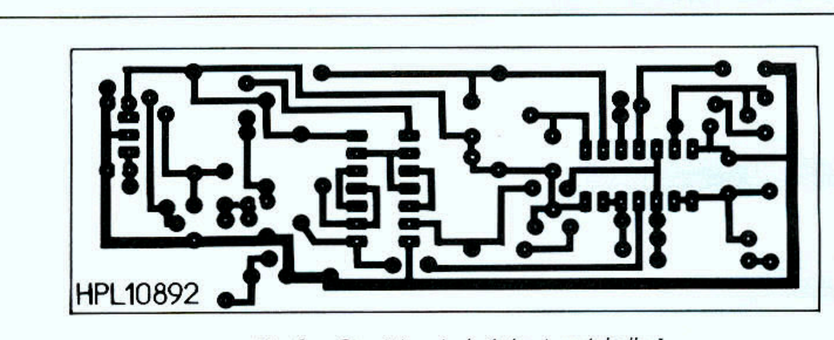


Fig. 2. – Circuit imprimé côté cuivre échelle 1.

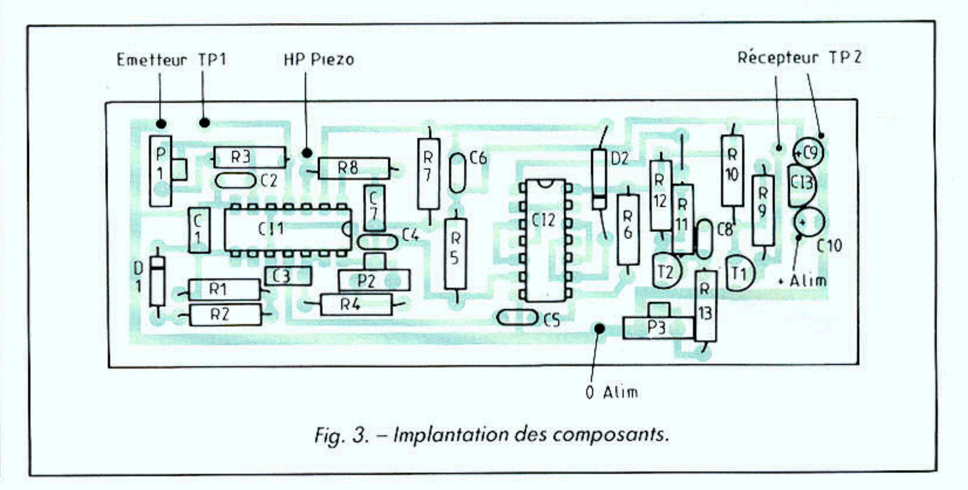


Fig. 3. – Implantation des composants.

Une alarme à fibre optique : L'EMETTEUR

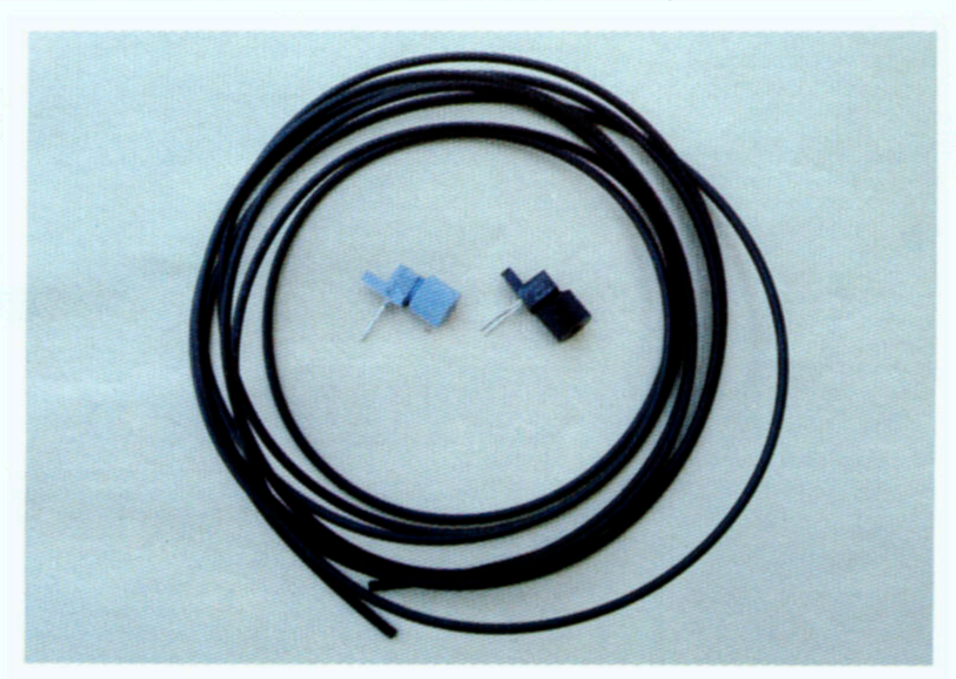
A QUOI ÇA SERT ?

Si vous fréquentez assidûment les magasins à grande surface, vous avez certainement remarqué la présence, principalement dans les rayons où se trouvent des articles coûteux, d'un fil ou d'une chaînette reliant les divers articles exposés entre eux. Ce lien n'est autre qu'un antivol qui va du plus rustique qu'est la chaînette au plus évolué qu'est le fil électrique. Ce dernier relie sortie et entrée d'un détecteur adéquat qui déclenche une alarme dès que la connexion est rompue.

Pour efficace qu'il soit, ce système présente l'inconvénient de pouvoir être facilement neutralisé. En effet, il suffit de se munir d'un vulgaire bout de fil volant muni à ses extrémités de deux pinces crocodile, de dénuder le fil d'alarme de part et d'autre de l'objet ou des objets à voler, de monter en parallèle le fil volant, et de couper ensuite tranquillement le fil d'alarme.

Bien sûr, nous direz-vous, une telle manipulation ne peut qu'être le fait de voleurs expérimentés. Malheureusement, leur formation suit d'assez près l'évolution des techniques, principalement dans le domaine des alarmes, et notre scénario ne relève pas de la science-fiction.

Notre montage propose une solution élégante à ce problème en remplaçant le fil électrique par de la fibre optique. Bien sûr, c'est un peu plus coûteux mais, en utilisant de la fibre optique plastique, on reste dans un domaine raison-



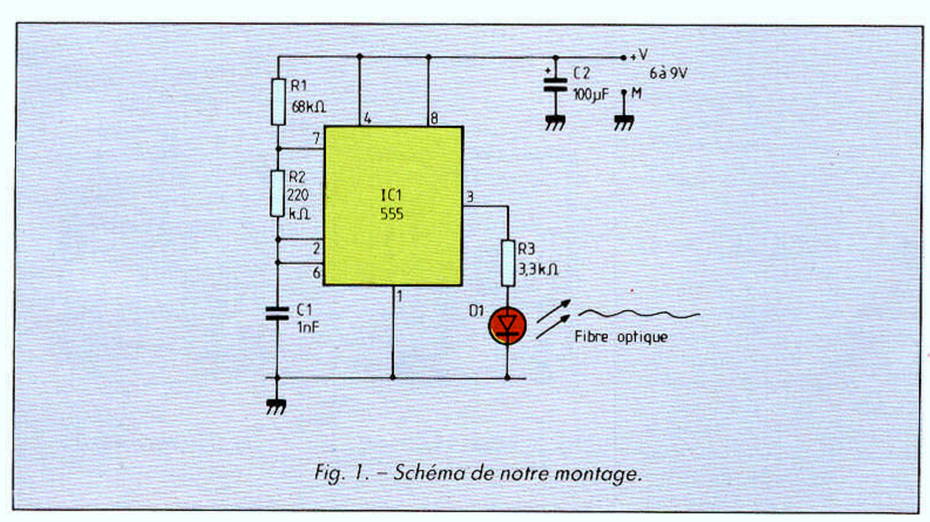


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

Une alarme à fibre optique : L'EMETTEUR

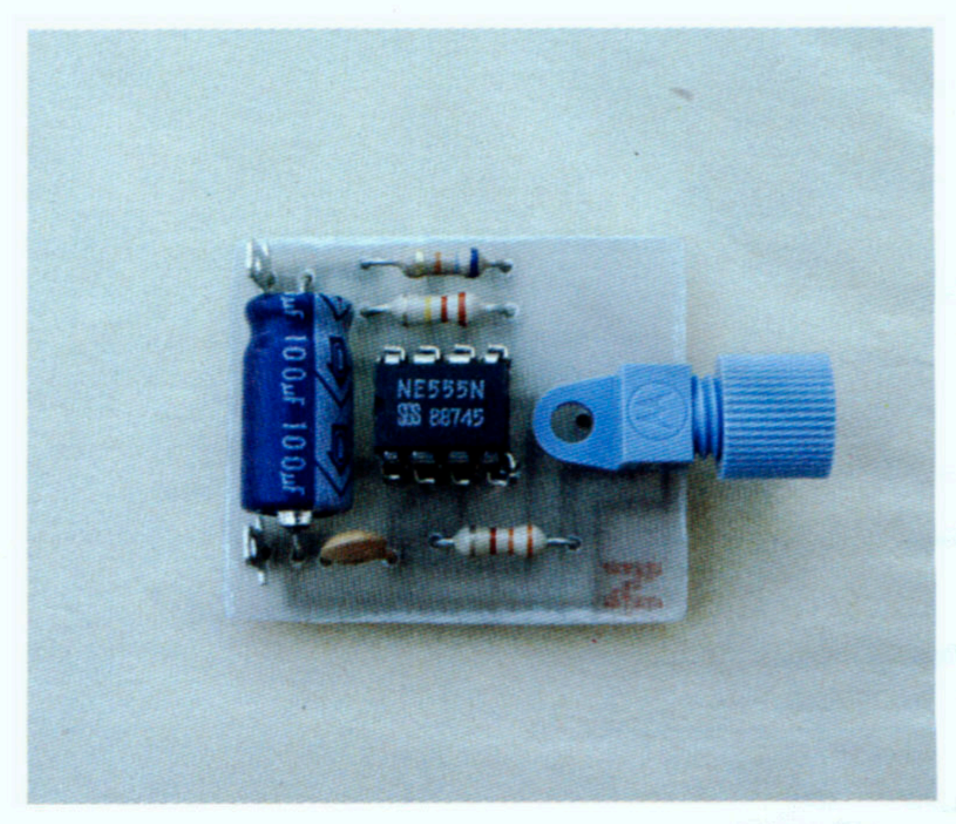
nable tout en conférant au dispositif une parfaite inviolabilité.

LE SCHEMA

Le principe de notre alarme est fort simple. Un minuscule émetteur pilote une diode émettrice spécialement conçue pour être couplée optiquement à une fibre. A l'autre extrémité de cette dernière, une diode réceptrice fournit le signal reçu à un montage adéquat. Tant que ce dernier est présent, l'alarme reste au repos. En revanche, dès la disparition du signal, l'alarme se déclenche.
Comme il est absolument impossible, même avec des moyens lourds, de « shunter » une fibre optique, la manipulation décrite ci-avant avec le fil électrique ne peut en aucun cas être réalisée. L'alarme est inviolable.
Cela étant précisé, le schéma de l'émetteur est d'une extrême simplicité, puisque c'est un vulgaire 555 monté en oscillateur astable à une fréquence de l'ordre de 2 kHz ; fréquence qui, d'ailleurs, n'a pas grande importance tant qu'elle reste dans les limites de bande passante des diodes et de la fibre.
La sortie du 555 commande la diode émettrice que l'on peut assimiler à une LED pour cet exposé. Une résistance de limitation est donc nécessaire. Sa valeur a été choisie assez élevée pour diminuer au maximum la consommation de l'émetteur. Pour de grandes longueurs de fibre on peut être amené à la diminuer et on peut descendre sans danger jusqu'à 150 Ω.

LE MONTAGE

Vu sa simplicité, le montage ne présente évidemment aucune difficulté comme vous pouvez le constater en examinant le dessin et le plan d'implantation du circuit imprimé utilisé.
Il fonctionne dès la dernière soudure effectuée et pour peu que le couplage entre la diode émettrice et la fibre soit bien réalisé. Pour ce faire, il faut utiliser un triplet : diode émettrice, diode réceptrice, fibre appropriée. Nous avons fixé notre choix sur des produits économiques Motorola, mais cela n'a rien d'impératif car on ne demande ici aucune performance particulière à la fibre, qui se contente de véhiculer du 2 kHz sur quelques mètres. Tout autre ensemble d'une autre marque peut donc convenir.
Mais un montage correct de ces éléments est indispensable. Pour ce faire vous trouverez toutes indications utiles lors de la description du récepteur de notre système d'alarme dans cette même série de montages flash. ■



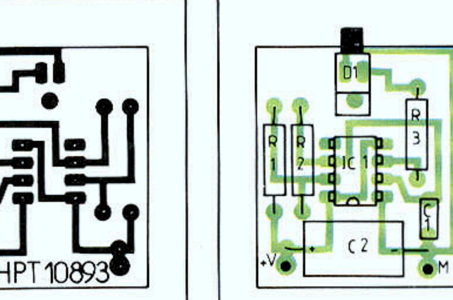


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

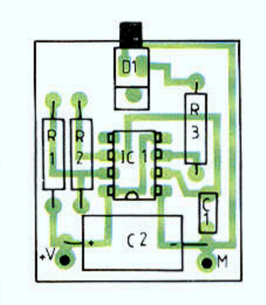


Fig. 3. – Implantation des composants.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC_1 : 555
D_1 : MFOE 71 de Motorola (voir texte)

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

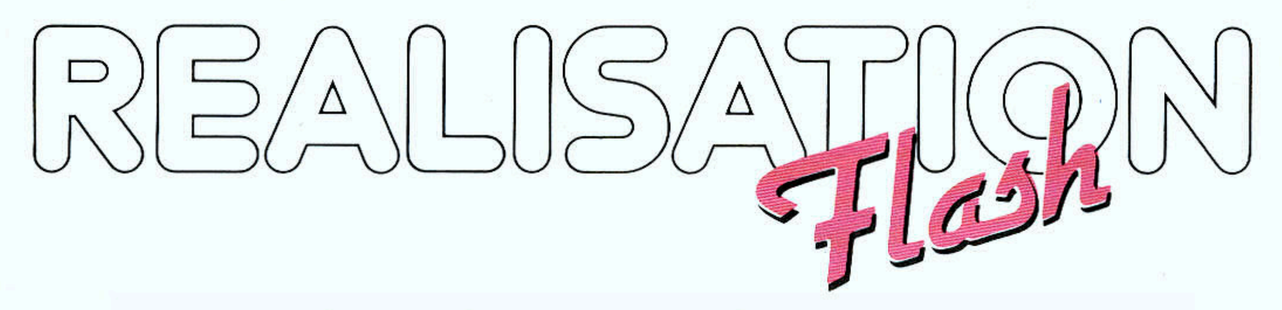
R_1 : 68 kΩ
R_2 : 220 kΩ
R_3 : 3,3 kΩ ou moins (voir texte)

Condensateurs

C_1 : 1 nF céramique
C_2 : 100 µF 15 V

Divers

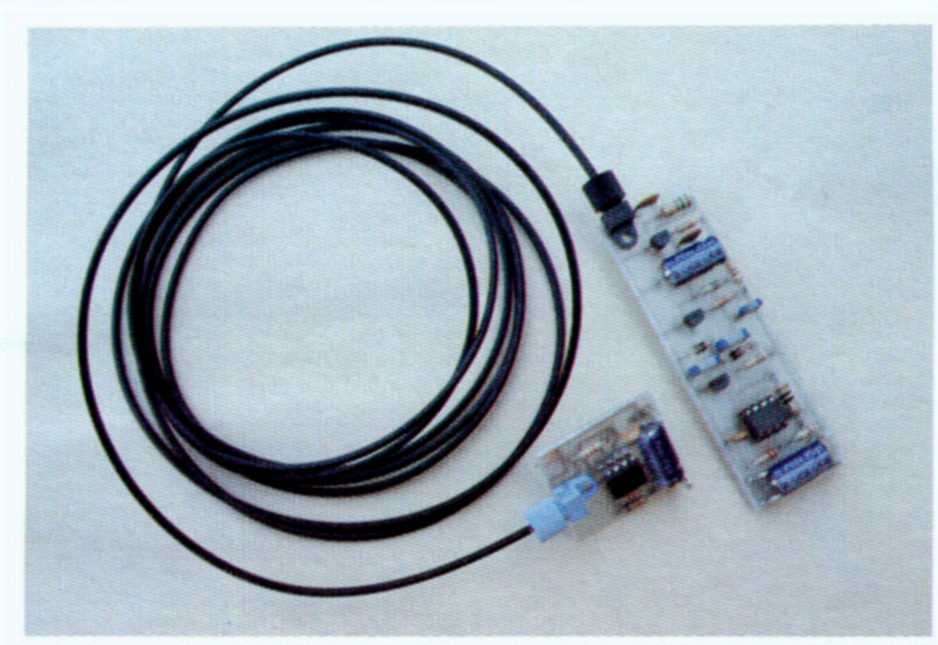
Fibre optique plastique (voir texte du récepteur)



Une alarme à fibre optique : LE RECEPTEUR

A QUOI ÇA SERT ?

Nous n'allons pas revenir sur la fonction de ce montage, largement décrite dans l'article consacré à l'émetteur, mais allons plutôt consacrer les quelques lignes ainsi libérées à des explications pratiques relatives à la mise en œuvre de l'émetteur et du récepteur optiques ainsi, bien sûr, que de la fibre.
Avant cela, voyons tout d'abord le schéma et le principe de fonctionnement, au demeurant fort simple, de notre récepteur.



LE SCHEMA

Le récepteur pour fibre optique n'est autre qu'une photodiode (photodiode PIN pour être précis). Elle est montée à l'entrée d'un amplificateur à

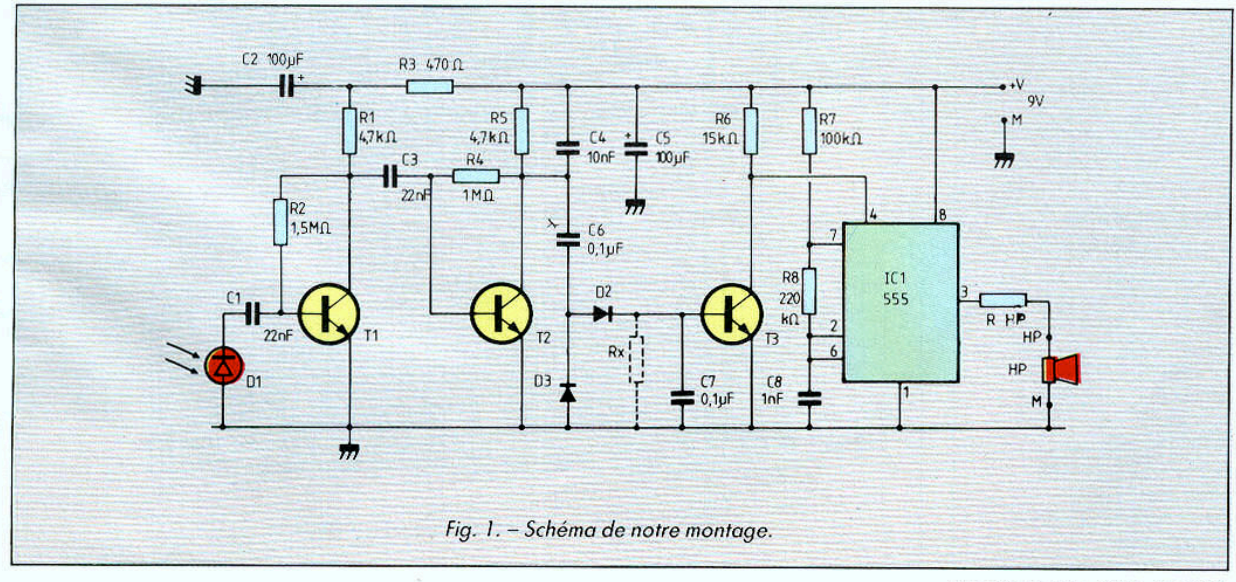


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

Une alarme à fibre optique : LE RECEPTEUR

grand gain réalisé avec les transistors T_1 et T_2. Le schéma utilisé n'a rien d'élégant mais est très efficace pour l'application envisagée. En sortie de T_2, et si la fibre est bien reliée à l'émetteur que nous avons décrit, on dispose de signaux à 2 kHz de grande amplitude. Ces signaux sont redressés par D_2 et D_3 et saturent le transistor T_3 si leur amplitude est suffisante.
Le collecteur de T_3 agit sur la patte RESET d'un 555 monté en oscillateur astable à fréquence audible dont la sortie est reliée à un haut-parleur. Tant que T_3 est saturé, la patte RESET est à la masse et le 555 est bloqué. Dès que T_3 se bloque, ce qui arrive en cas d'interruption de la fibre, le 555 se met à osciller, et un sifflement particulièrement désagréable se fait entendre.

LE MONTAGE

Le montage ne présente aucune difficulté, tous les composants prenant place facilement sur le circuit imprimé prévu à cet effet.
La résistance RHP est à choisir en fonction de la puissance sonore désirée et de l'impédance du haut-parleur. Attention à ne pas saturer le 555 et, pour ce faire, à ne pas descendre en dessous de 27 Ω comme valeur de RHP.
Une tension de 9 V environ est nécessaire pour l'alimentation. Une pile peut convenir mais elle risque d'être vite épuisée si l'alarme fonctionne souvent et/ou à fort niveau. Un bloc secteur du type de ceux destinés aux magnétophones à K7 ou autres engins à piles convient fort bien.
La résistance RX n'est, en principe, pas nécessaire. Il faut la mettre en place uniquement si des phénomènes d'instabilité de déclenchement de l'alarme se manifestent. Commencez par une valeur de 1 MΩ et diminuez progressivement jusqu'à stabiliser le tout. Attention, une valeur trop faible rend l'arrêt de l'alarme impossible, même avec la fibre connectée.

EMETTEUR, RECEPTEUR ET FIBRE

Comme nous l'avons expliqué pour l'émetteur, peu importe les types exacts de ces trois éléments pourvu que vous choisissiez trois composants de la même marque ou prévus pour fonctionner ensemble.
Nous avons fixé notre choix sur les MFOE 71 et MFOD 71 de Motorola qui sont des émetteur et récepteur en boîtiers plastiques économiques, spécialement prévus pour fonctionner avec de la fibre plastique, peu coûteuse également. Cette combinaison permet d'utiliser jusqu'à 20 mètres de fibre. Si vous n'arrivez pas à vous procurer ces éléments, adressez un courrier à l'auteur de ces lignes, *via* le service du courrier de la revue.
Un bon fonctionnement de la liaison optique nécessite un excellent couplage fibre/émetteur et fibre/récepteur. Pour ce faire, munissez-vous d'un « cutter » bien tranchant et sectionnez les deux extrémités de la fibre en maintenant la lame aussi perpendiculaire à la fibre que possible. Dévissez, sans les enlever complètement, les écrous plastiques des émetteur et récepteur et, sans la dénuder, enfoncez à fond la fibre dans les trous ainsi libérés. Serrez alors les écrous très modérément. Ils ne servent qu'à retenir la fibre et les serrer trop fort ne servirait à rien sinon à briser celle-ci.
La fibre peut être manipulée presque comme un fil électrique. Il faut seulement éviter de la courber avec un rayon trop faible ou de la plier en l'appuyant sur une arrête dure par exemple. Hormis ces quelques contraintes, sa résistance est tout à fait satisfaisante pour l'application envisagée. ■

LISTE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs
T_1, T_2, T_3 : BC 107 C, 108 C, 109 C, 547 C, 548 C, 549 C.
D_1 : MFOD 71 Motorola (voir texte)
D_2, D_3 : diodes germanium OA91, OA85, AA119, AA121, etc.
IC_1 : 555

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %
R_1, R_5 : 4,7 kΩ
R_2 : 1,5 MΩ
R_3 : 470 Ω
R_4 : 1 MΩ
R_6 : 15 kΩ
R_7 : 100 kΩ
R_8 : 220 kΩ
RHP et RX : voir texte

Condensateurs
C_1, C_3 : 22 nF mylar ou céramique
C_2, C_5 : 100 µF 15 V
C_4 : 10 nF mylar ou céramique
C_6, C_7 : 0,1 µF mylar
C_8 : 1 nF céramique

Divers
HP : haut-parleur de 4 ou 8 Ω
Fibre optique plastique (voir texte)

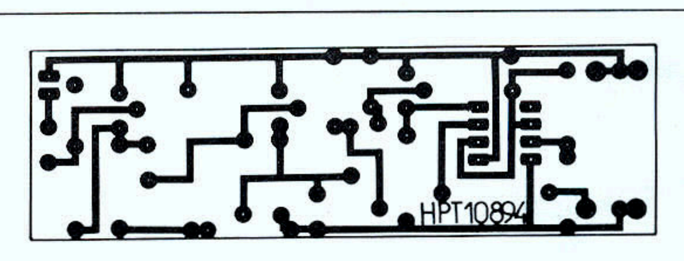


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

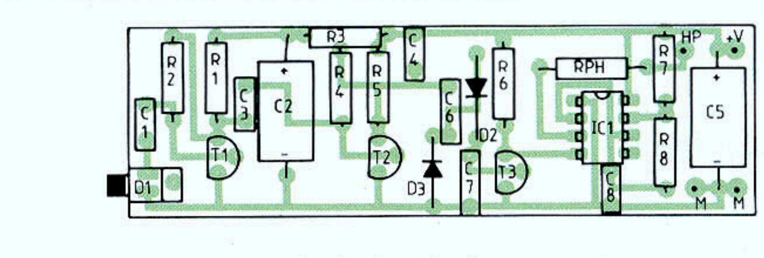


Fig. 3. – Implantation des composants.

REALISATION *Flash*

UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE

A QUOI ÇA SERT ?

Bien que n'étant pas très appréciées des amateurs en raison de leur réputation de complexité, les alimentations à découpage offrent de nombreux avantages dont les plus significatifs sont, à notre avis :

– un excellent rendement pouvant osciller aux alentours de 70 à 80 % ;

– une faible dissipation thermique qui est la conséquence même du bon rendement ;

– la possibilité d'élever des tensions ou d'en changer la polarité.

La relative complexité des montages, quant à elle, n'est plus qu'un mauvais souvenir grâce à la commercialisation de circuits intégrés de plus en plus performants.

Le montage que nous vous proposons aujourd'hui pourra prendre place dans diverses réalisations de votre cru où plusieurs tensions différentes sont nécessaires. Il permet, en effet, de produire toute tension comprise entre 9 et 15 V à partir d'une tension d'entrée unique de 5 V. Le débit maximal en sortie dépasse les 120 mA, c'est dire que notre montage n'est pas limité, comme certaines réalisations à pompe de charge, à l'alimentation d'un ou deux boîtiers C.MOS !

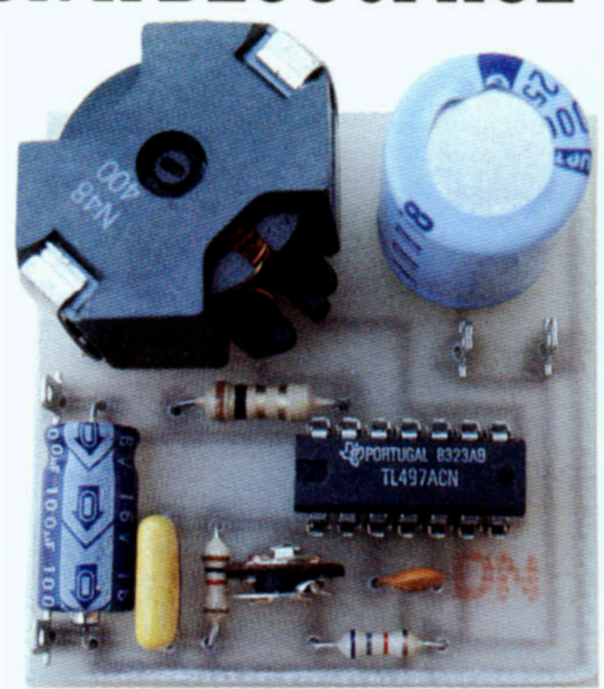
LE SCHEMA

Nous avons fait appel à un circuit intégré déjà assez ancien mais très répandu et peu coûteux : le TL 497 de Texas Instruments. Ce boîtier 14 pattes est extrêmement intéressant car il renferme tous les éléments actifs nécessaires pour réaliser une alimentation à découpage. Nous allons en faire le tour rapidement en commentant notre schéma dont la simplicité devrait vous séduire.

Le TL 497 contient un oscillateur piloté par un seul condensateur externe (C_3) qui fixe donc la fréquence de découpage. Il renferme également une référence de tension très stable de 1,2 V, reliée à l'entrée d'un comparateur. L'autre entrée de ce dernier est connectée à la patte 1 et, grâce au pont diviseur R_2, P_1, R_3, il est ainsi possible d'ajuster la tension de sortie.

Un circuit de commande du transistor de puissance intégré est également prévu et dispose d'un système de limitation en courant programmable au moyen de la résistance R_1.

La diode rapide propre à toute alimentation de ce type est également intégrée, ce qui



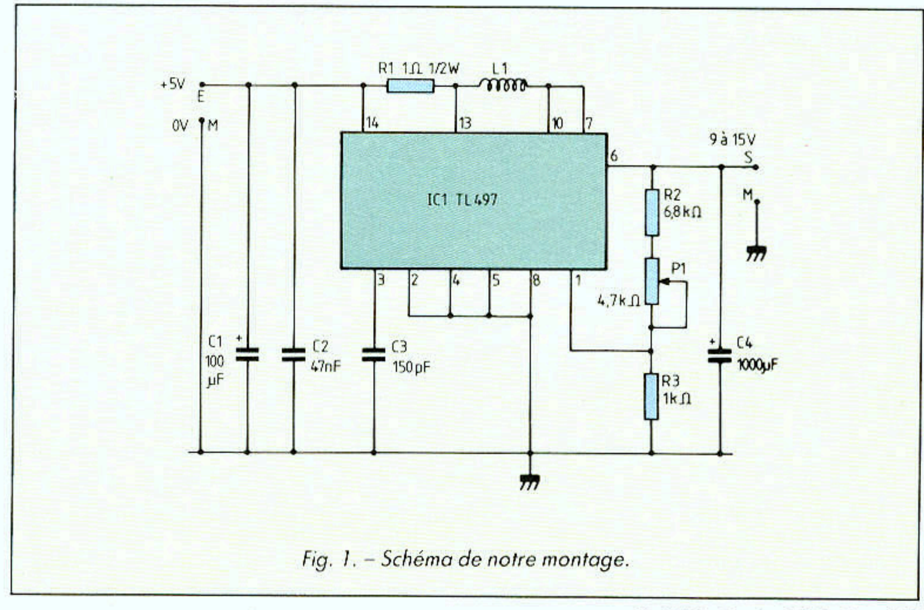
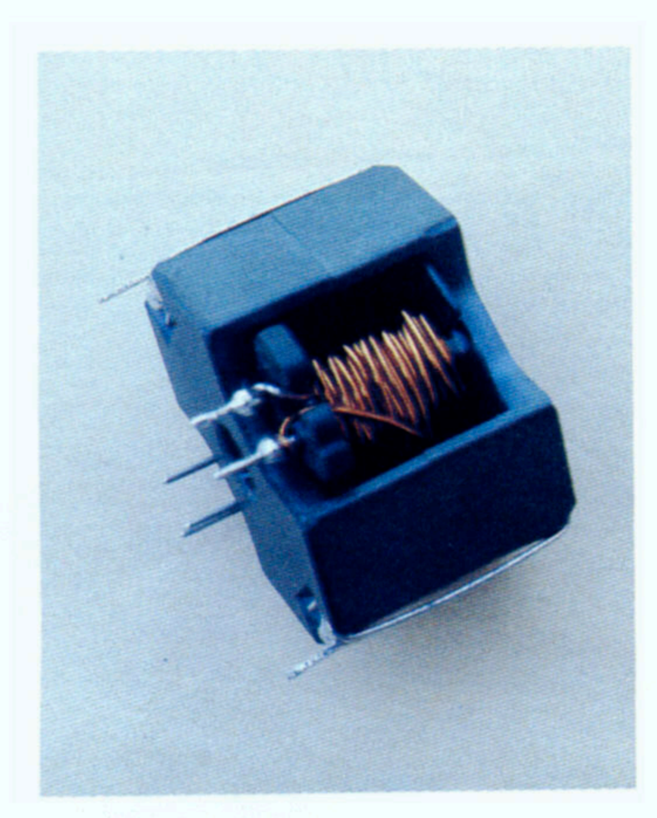


Fig. 1. – Schéma de notre montage.



fait que le seul composant externe important à ajouter est la self de stockage d'énergie, self dont la réalisation est fort simple comme vous allez le constater dans un instant.

LE MONTAGE

Un petit circuit imprimé supporte l'ensemble des composants du montage. Son tracé fort simple ne devrait poser de problème à personne, pas plus que la réalisation de la self L_1.

Pour cette dernière il vous suffit d'acheter un pot Siemens RM 10 (référence officielle B65813-N400-A28) muni de ses accessoires (bobine en plastique et ressorts de montage). Procurez-vous également quelques mètres de fil émaillé de 10/10 de mm de diamètre.

Bobinez en vrac mais proprement tout de même 26 spires de ce fil dans le porte-bobine en plastique et, après avoir gratté les extrémités pour permettre à la soudure de prendre, soudez celles-ci sur les picots du porte-bobine du côté où se trouvent seulement 2 picots.

Vérifiez la continuité de votre bobinage à l'ohmmètre, puis recouvrez le porte-bobine des deux demi-coupelles en ferrite, et maintenez celles-ci en place avec les deux ressorts de verrouillage. Si vous avez eu la vis de réglage avec le pot, mettez-la en place dans le trou central mais, dans ce cas précis, elle ne sert à rien.

Une fois votre alimentation terminée, appliquez du 5 V à l'entrée et constatez que la manœuvre de P_1 permet de disposer de 9 à 15 V environ en sortie.

Jusqu'à un débit de 100 mA, la régulation de sortie est excellente. En revanche, si le débit augmente, la tension de sortie chute, principalement en raison du circuit de limitation contenu dans le TL 497 qui protège ce dernier d'une dissipation de puissance excessive. ■

LISTE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC_1 : TL497

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1 : 1 Ω 1/2 W
R_2 : 6,8 kΩ
R_3 : 1 kΩ

Condensateurs

C_1 : 100 µF 10 V
C_2 : 47 nF mylar
C_3 : 150 pF céramique
C_4 : 1 000 µF 25 V radial

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable de 4,7 kΩ, pas de 2,54 mm, modèle debout
L_1 : pot RM 10 Siemens, fil émaillé de 10/10 (voir texte)

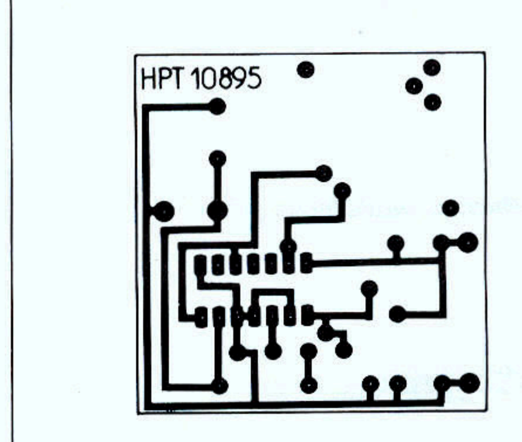


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

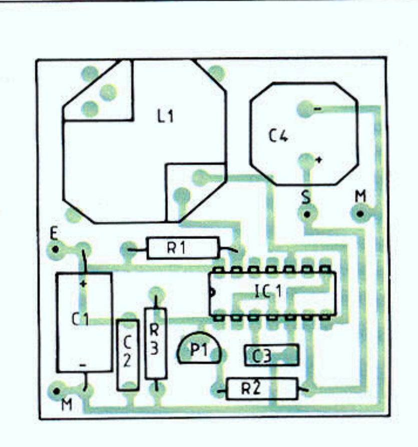


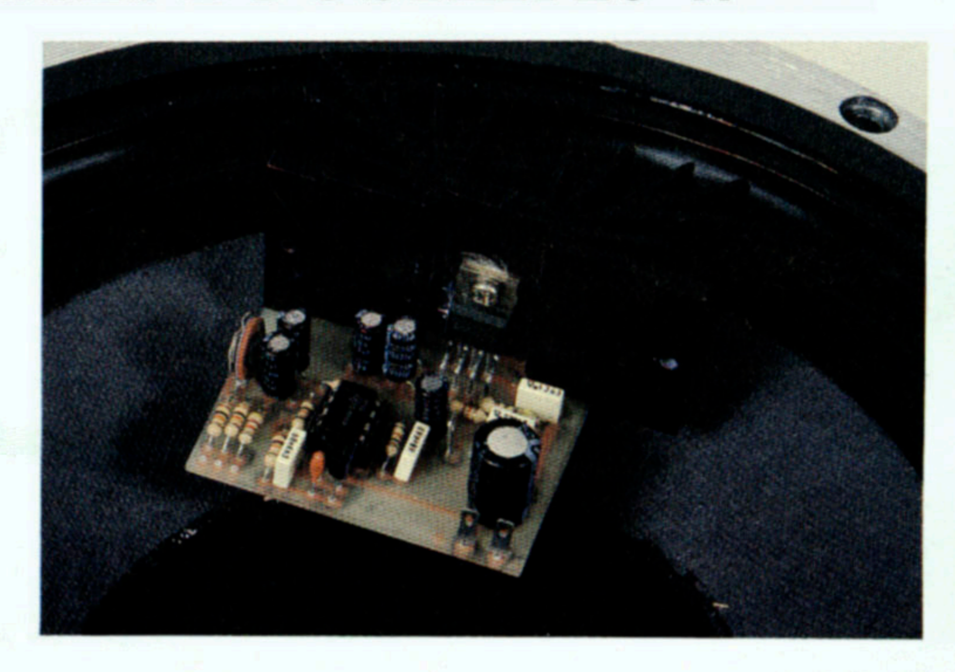
Fig. 3. – Implantation des composants.

REALISATION *Flash*

BASSES BOOSTER 20 W

A QUOI ÇA SERT ?

Le « booster » est un élément chargé de donner de la puissance. Si on en trouve autour des fusées, il en existe aussi d'un autre type pour augmenter la puissance des autoradios. Celui que nous proposons ici est spécialisé dans le traitement des sons graves. Chargé par un caisson de basses, associé à des amplis et des enceintes médium aigu, il permettra de constituer un ensemble triphonique, une solution élégante aux problèmes de la sonorisation automobile. La meilleure à notre avis.



LE SCHEMA

Pour la section puissance, nous avons fait appel à un circuit intégré récent, mais utilisé depuis quelque temps déjà

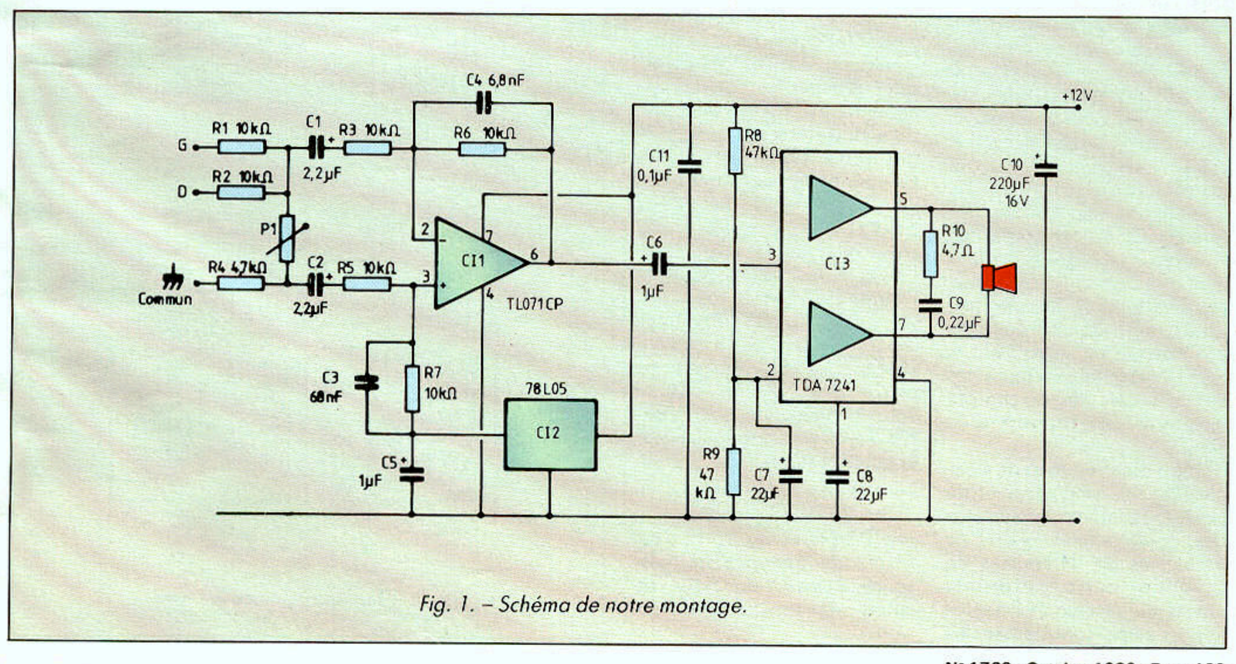
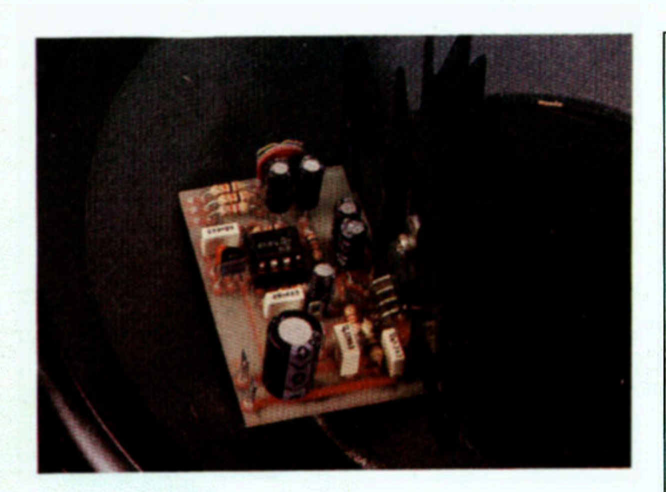


Fig. 1. – Schéma de notre montage.



LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W, 5 %

R_1, R_2, R_3, R_5, R_6, R_7 : 10 kΩ
R_4 : 4,7 kΩ
R_8, R_9 : 47 kΩ
R_{10} : 4,7 Ω

Condensateurs

C_1, C_2 : 2,2 µF chimique radial 16 V
C_3, C_4 : 68 nF MKT 5 mm
C_5 : 1 µF tantale 16 V
C_6 : 1 µF chimique radial 16 V
C_7, C_8 : 22 µF chimique radial 16 V
C_9 : 0,22 µF MKT 5 mm
C_{10} : 220 µF chimique radial 16 ou 25 V
C_{11} : 0,1 µF MKT 5 mm

Semi-conducteurs

CI_1 : circuit intégré TL071 CP
CI_2 : circuit intégré 78L05
CI_3 : circuit intégré TDA 7241 SGS/Thomson ou TDA 7240A (dans ce cas, supprimer R_8 et R_9)

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable vertical 47 kΩ

par les fabricants d'autoradios, il était bon de le signaler. Ce circuit intégré est proposé par le spécialiste en la matière, SGS/Thomson. Son nom, le TDA 7241, un amplificateur double en boîtier « Heptawatt » : la taille du TO 220 mais à 7 pattes. Cet amplificateur est d'origine en pont, ce qui permet d'éliminer beaucoup de composants périphériques par rapport à un double ampli. Nous n'avons pas repris tout à fait le schéma d'application proposé par SGS, quelques modifications ont été apportées afin d'éviter des problèmes d'oscillation hélas assez fréquents sur des amplis de ce type. La borne 1 est celle d'entrée, la 2 permet éventuellement de couper l'alimentation en déconnectant la résistance R_8, C_7 assure la réjection des variations de la tension d'alimentation. Le haut-parleur peut être branché directement entre les deux sorties de l'amplificateur, la composante continue est négligeable. Cet ampli est protégé contre les courts-circuits de la charge, ainsi que par rapport à la masse.
L'étage d'entrée joue un double rôle de symétriseur et de filtre. Il est monté en symétrique, ce qui permet d'éviter les problèmes de différences de potentiel entre différents points de retour d'alimentation ; l'ampli considérera les tensions présentes entre les bornes d'entrée et non entre la masse et les deux résistances R_1 et R_2. Un régulateur 5 V fixe le potentiel de travail de CI_1, il rejette les fluctuations d'alimentation. Les condensateurs C_3 et C_4 coupent les fréquences hautes à partir de 300 Hz.

REALISATION

Bien entendu, un radiateur sera nécessaire pour le refroidissement du boîtier du circuit intégré ; l'ampli sort une quinzaine de watts* avec une alimentation de 14,4 V, il faut donc éliminer les calories excédentaires. Pas de difficulté, on s'inquiétera de la polarité des condensateurs chimiques bien sûr et de l'orientation des circuits intégrés. Les deux points d'entrée G et D sont à relier aux sorties, le point de masse à leur point commun, l'alimentation se fera par deux câbles ou un câble et un point de masse au châssis. Le HP sera un petit modèle de grave avec baffle, installé sous la banquette par exemple. Le niveau sera ajusté par le potentiomètre P_1.

** Les 20 W correspondent à une distorsion de 10 %. Tout le monde annonce la puissance comme cela, nous, au moins, annonçons la distorsion...*

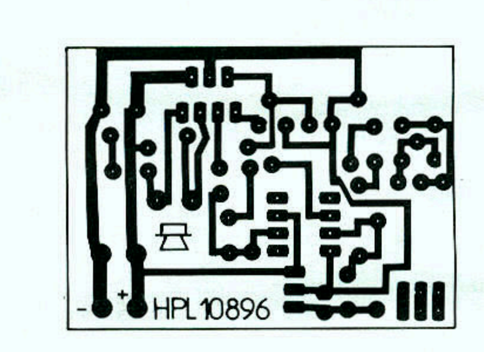


Fig. 2. – Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

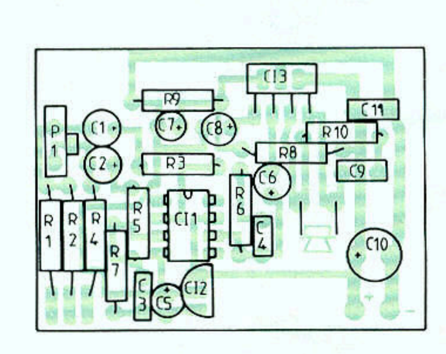


Fig. 3. – Implantation des éléments.

AUDIONUMERIQUE :

avec un seul bit, cela marche mieux !

Cela devait arriver : à force de jouer la surenchère sur la (fausse) quantification des convertisseurs N/A, avec des modèles 18 bits (réels), voire 20 bits (virtuels), les fabricants de lecteurs C.D. ont dû trouver mieux, moins cher et plus astucieux. C'est à Philips et à Matsushita que l'on doit ces premiers convertisseurs à un seul bit, dénommés respectivement Bit Stream et Mash. Les idées en sont très proches et ne sont pas sans évoquer des techniques moins récentes, telle la modulation par largeur d'impulsion (PWM). En voici les grandes lignes.

En fait, les techniciens avertis et fidèles lecteurs du *Haut-Parleur* savent déjà qu'il existe des procédés de conversion N/A et surtout A/N où le signal numérique n'utilise qu'un seul bit, sans quantification, donc affranchi d'erreurs de calcul et de conversion. Ces procédés, modulation Delta et modulation Sigma Delta, sont toutefois limités dans leurs performances et peuvent tout juste être appliqués à la téléphonie. En effet, pour atteindre des caractéristiques de la haute fidélité, une conversion Delta passant 20 Hz à 20 000 Hz, 96 dB de dynamique et moins de 0,05 % de distorsion, nécessite une fréquence d'horloge voisine de 150 MHz ! De plus, la conversion Delta opère dans le sens analogique vers numérique, mais cela ne nous éloigne que peu du sujet, comme nous le verrons par la suite.

LA MODULATION DELTA

Ces procédés utilisent un codage par comparaison, comme illustré figure 1. La valeur du signal analogique est comparée à la tension issue de l'intégrateur.

Si le résultat est positif, un « un » logique est mémorisé par la bascule au front (montant ou descendant, peu importe) de l'horloge. Si le résultat est négatif, c'est un zéro qui apparaît en sortie Q de la bascule. Cette sortie active un inverseur électronique intégré, reliant l'entrée de l'intégrateur à une source de courant I, positif ou négatif selon la valeur de Q. La sortie de l'intégrateur fournit donc des rampes ascendantes ou descendantes selon le cas, diminuant ou majorant la tension d'entrée analogique de manière à faire basculer le comparateur. Un chronogramme des signaux illustre, en figure 2, le fonctionnement d'un tel dispositif. La sortie numérique, point Q de la bascule, est un

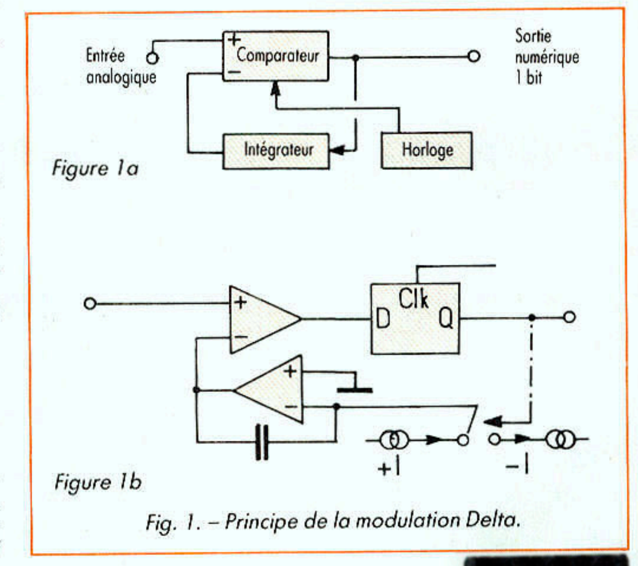
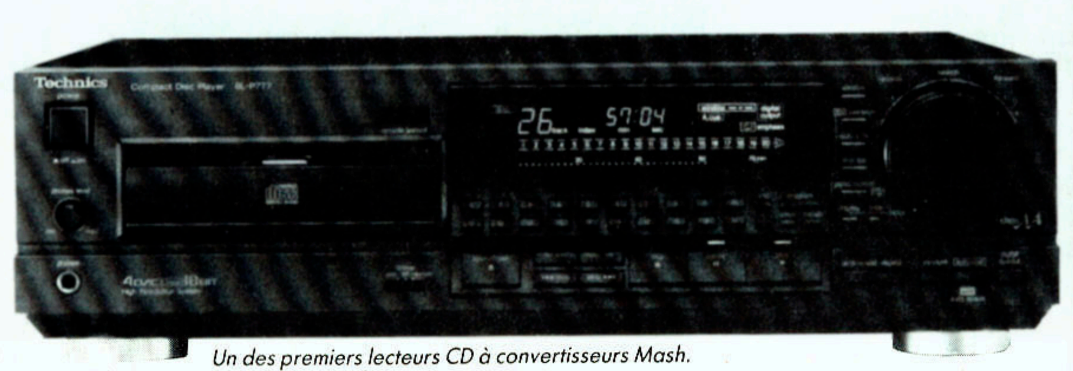


Fig. 1. – Principe de la modulation Delta.




Un des premiers lecteurs CD à convertisseurs Mash.

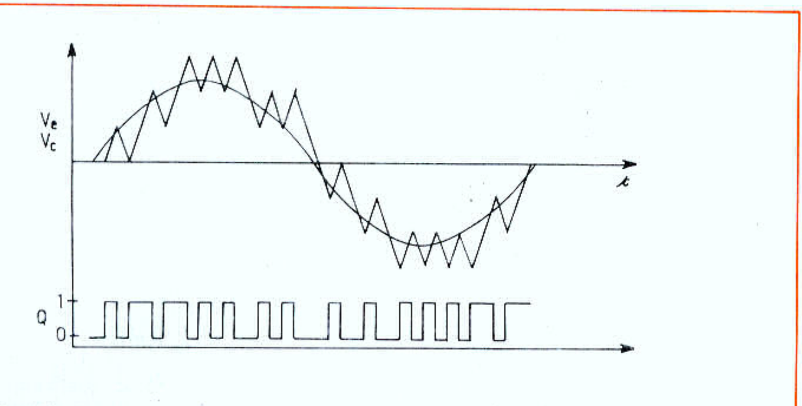


Fig. 2. – Chronogramme des signaux en modulation Delta (cas d'une période sinus).

signal à bit unique. Ce n'est pas réellement nouveau, du moins sous sa forme analogique, et a été breveté par un Français, L.-J. Libois, en 1946 ! Mais cela est important pour ce qui va suivre...

LA CONVERSION RECIPROQUE

Il « suffit » d'utiliser le flux binaire pour générer une fonction en marches d'escalier, en utilisant un additionneur-soustracteur : ce circuit ajoute un échelon de tension élémentaire pour tout « un » et en retranche autant à chaque zéro. La fonction en escalier peut être alors filtrée afin de reconstituer le signal analogique.

LE CONFORMATEUR DE BRUIT

Sous ce vocable un peu barbare, traduction directe de « noise shaper », on désigne le circuit clé des procédés Bit Mash et Bit Stream. A quelques détails près, le « noise shaper » est l'équivalent numérisé du modulateur Delta présenté ci-avant. Le signal d'entrée est numérique et quantifié (18 bits chez Technis, 17 bits chez Philips). Une représentation très schématique en est donnée figure 3. Il y apparaît plusieurs éléments fonctionnels : les additionneurs sont en fait des soustracteurs (l'appellation se justifie par le fait que les nombres sont codés en binaire complément à 2) ; le quantificateur est un comparateur numérique ; délai représente une petite mémoire qui stocke le résultat E_n et le restitue sur sa sortie avec un retard valant une période d'horloge. Le premier additionneur soustrait donc au signal X_{N+1} l'erreur E_N. Ce type de circuit a déjà été utilisé par Philips dans sa première génération de lecteurs C.D. : à l'époque, X_N était le mot de 16 bits originel, issu de la lecture du disque, Q_N le mot calculé de 14 bits appliqué au convertisseur N/A 14 bits. Dans le cas présent, Q_N n'est représenté que par le bit de signe. La parenté de Bit Stream et de Bit Mash avec la modulation Delta s'arrête là. En effet, l'utilisation du seul « noise shaper » pour réduire les 16 bits du C.D. à 2 bits nécessiterait une fréquence d'échantillonnage voisine de 70 MHz !

LE PROCEDE BIT STREAM

Conscient des limites en performances du seul conformateur de bruit, les ingénieurs de Philips ont rejoué la carte du suréchantillonnage qui leur avait particulièrement réussi lors de leur première génération de lecteurs audionumériques. Ce suréchantillonnage n'est pas opéré en une seule fois.

En premier lieu, on traite le signal décodé EFM, classiquement, par quadruple suréchantillonnage (16 bits, 176,4 kHz). Cette cadence est celle du traitement du premier filtre numérique à réponse impulsionnelle finie. A ce niveau, on dispose de possibilités d'atténuation du niveau sonore (par la télécommande) et de celle consistant à sortir le signal sous forme sérielle pour le traiter en dehors du lecteur.

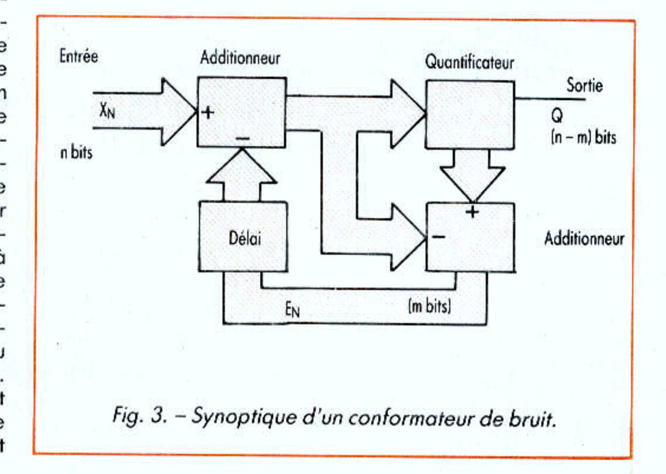


Fig. 3. – Synoptique d'un conformateur de bruit.

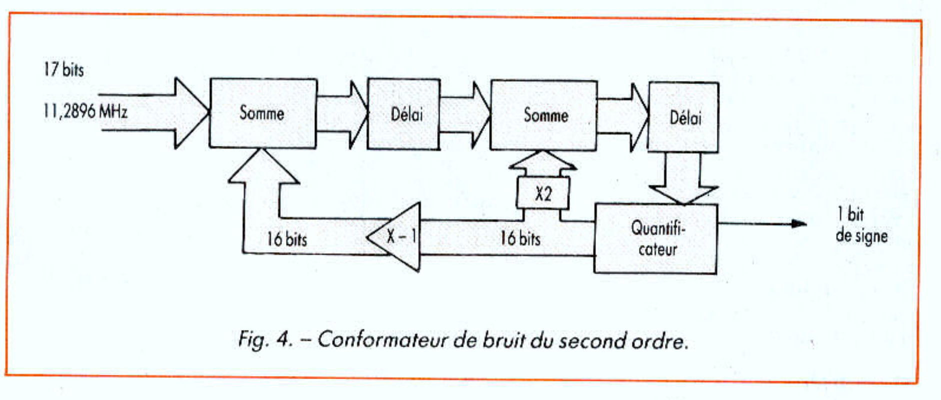


Fig. 4. – Conformateur de bruit du second ordre.

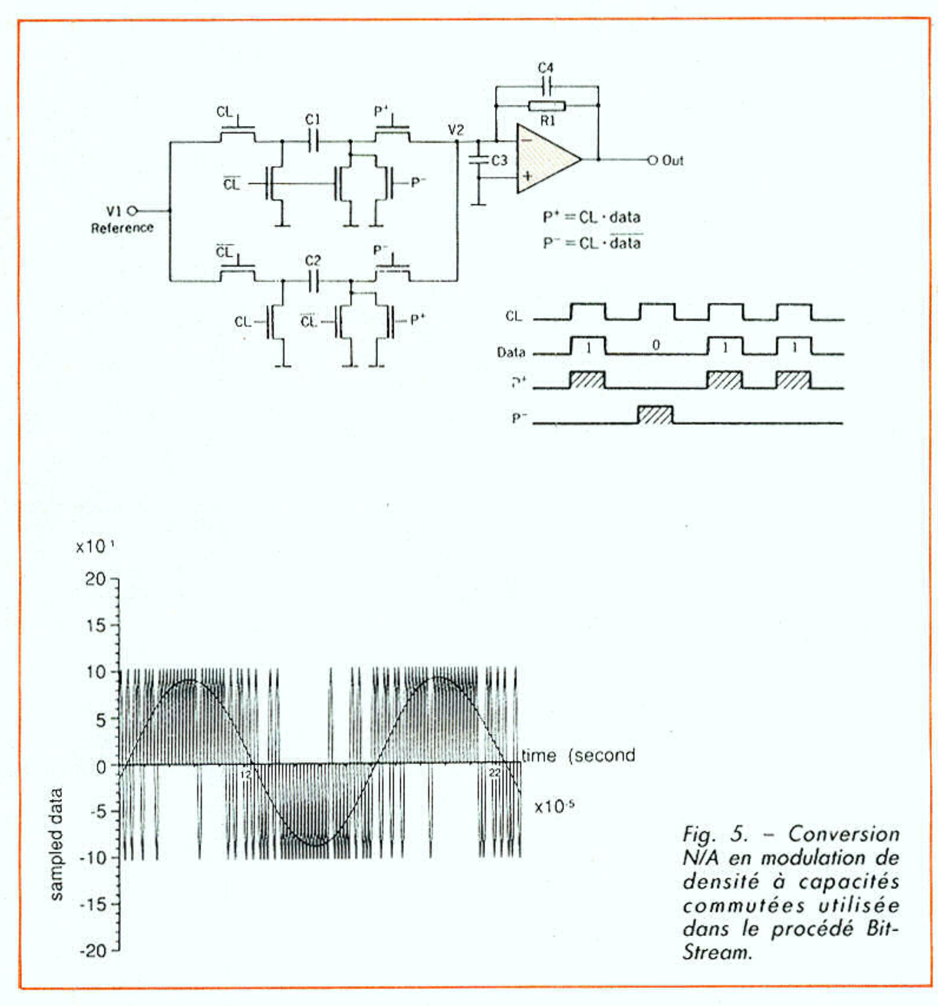


Fig. 5. – Conversion N/A en modulation de densité à capacités commutées utilisée dans le procédé Bit-Stream.

Le « noise shaper » utilisé par Philips est en fait constitué d'un conformateur du deuxième ordre, avec deux cellules de retard (fig. 4). La sortie à bit unique est appliquée à un convertisseur DA intégrateur, du type à capacités commutées (fig. 5).

LE PROCEDE MASH

Mash est l'abréviation de Multi-stAge Noise SHaping, un procédé développé par NTT (Nippon Telegraph and Telephone) (ou NHK) et une marque déposée (certainement sans problème, le savoureux film américain du même nom appartenant à la fiction...).

Technics procède, en amont de son convertisseur 1 bit, à un suréchantillonnage quadruple, appliqué à un filtre numérique en deux étages successifs. Le conformateur de bruit à sortie 1 bit est du troisième ordre (fig. 6). La grosse différence avec le système Philips se situe dans le fait que la sortie de ce conformateur est codée sur onze valeurs temporelles. Le convertisseur N/A associé utilise ces onze échelons pour générer un signal modulé en largeur d'im-

Par la suite, un circuit interpolateur linéaire génère 32 échantillons pour chacun présent à l'entrée. Enfin, on double le nombre d'échantillons par échantillonnage et blocage. Nous sommes donc, à ce stade, à une fréquence d'échantillonnage de : 44,1 kHz × 4 × 32 × 2, soit 44,1 kHz × 256, donc 11,2896 MHz sous 16 bits. Afin de prévenir les effets de « dents de scie » dus à la caractéristique de conversion du « noise shaper », on introduit un signal de bruit « dither » d'environ – 20 dB, à 176 kHz. Ce signal nécessite l'adjonction d'un bit supplémentaire. Nous sommes donc sous un format à 17 bits, à 11,2896 MHz.

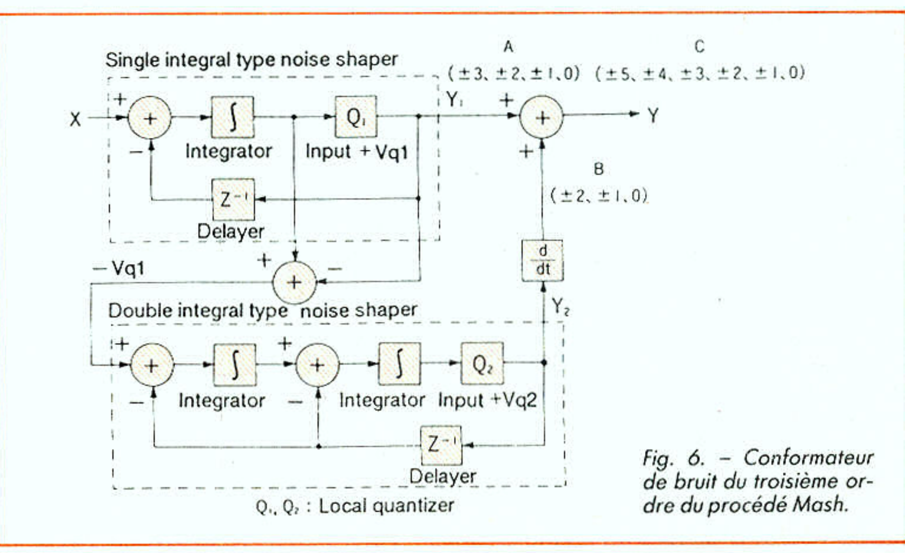


Fig. 6. – Conformateur de bruit du troisième ordre du procédé Mash.

pulsion (PWM) alors que Philips semble travailler en modulation de densité (PDM).

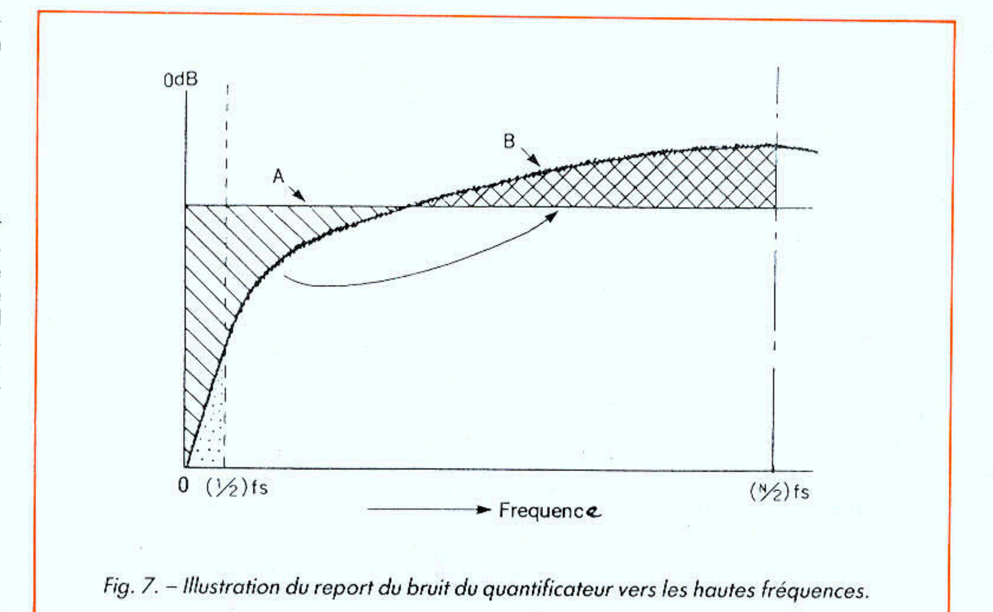


Fig. 7. – Illustration du report du bruit du quantificateur vers les hautes fréquences.

QUESTION DE BRUIT

L'appellation « conformateur de bruit » mérite une explication. Le bruit en question ne peut être assimilé au bruit de quantification au sens usuel de l'audionumérique « quantifié » ; de plus, le procédé de conversion 16 bits vers 1 bit ne produit pas d'erreur de requantification supplémentaire, mais il engendre un bruit important de commutations. Ce bruit est interne au quantificateur et apparaît comme signal d'erreur ajouté en E_n. On démontre (voir encadré) que ce bruit voit sa densité fortement modifiée par le conformateur lui-même, tout en gardant une puissance équivalente (fig. 7), sa répartition se déplace vers les fréquences très élevées, donc inaudibles.

LES AVANTAGES

Les convertisseurs Mash et Bit Stream sont très linéaires et silencieux. Linéaires, surtout pour les signaux de faible amplitude, car on ne rencontre pas les effets de « distorsion de croisement » dus aux basculements du MSB et 2SB des convertisseurs traditionnels. Silencieux, grâce à l'effet de conformation du bruit, qui, en théorie, repousse le niveau de bruit à 106 dB en dessous du niveau maximal de sortie (sans filtrage analogique !). En valeur pondérée, le rapport S/B (audio analogique) d'un C.D. utilisant Mash ou Bit Stream frôle les 120 dB...
Des chiffres étonnants, mais difficiles à apprécier. Technics nous en a fait la démonstration en juin dernier, en utilisant les plages musicales gravées à – 60 dB du disque-test Denon : lues sur un lecteur C.D. traditionnel, le message audio est parfois hâché, distordu, et surtout noyé dans un bruit de fond désagréable. Lu sur un lecteur à convertisseur Mash, le message audio est seulement entaché d'un souffle continu, relativement discret (comme une réception FM un peu juste en niveau RF...). Ce test est significatif, à plusieurs titres. D'abord, jamais, au grand jamais, on n'aurait pu le mener avec un disque vinyle (– 60 dB, on est dans le bruit !), ce qui tend à mettre un point final aux arguments des détracteurs du C.D. (lui reprochant de noyer les micro-informations). Ensuite, cela tend à prouver que l'audionumérique n'a pas encore dit son dernier mot et reste susceptible de progrès considérables. De plus, cela met un terme à la surenchère stérile sur la résolution (prétendue) des convertisseurs (on allait frôler les 22 bits « virtuels », « estimés », « équivalents », alors que l'industrie ne fournit de convertisseurs fiables qu'en 18 bits).
Enfin, ce qui fait plaisir, c'est aussi de voir qu'un Européen est dans la course aux bonnes idées.

G.L.



Le convertisseur Bit Stream, en monochip.

CONVERTISSEUR 1 BIT

Un peu de théorie et d'arithmétique

Le principal grief retenu contre les convertisseurs N/A utilisés en audionumérique se trouve dans leur comportement dynamique au voisinage du zéro électrique (analogique) en sortie. D'une part, ce zéro analogique ne correspond pas au zéro numérique, mais à la moitié du nombre maximal susceptible d'être converti (32 768 pour un convertisseur 16 bits), ce qui provoque, de part et d'autre du zéro, des transitions du MSB, même à bas niveau. Or le poids de ce MSB doit être absolument bien réglé lors de la fabrication du convertisseur, au moins, en absolu, avec une erreur inférieure au poids du LSB. Si ce n'est pas le cas, le LSB ne sert à rien et un convertisseur 16 bits affecté de ce défaut ne « travaille » effectivement que sur 15 bits. Cette remarque vaut également pour les convertisseurs 18 bits, où l'ajustage du poids du MSB est encore plus critique. Des solutions ont été amenées progressivement par Kenwood (ajustage du MSB et du 2SB en usine, susceptible de corrections ultérieures, ajustage automatique intégré), par Technics (utilisation de deux convertisseurs ; un pour chaque polarité autour du zéro), par Denon et autres.

D'autre part, le codage binaire des CD est en complément à deux :

$X_{C2} = X + 1$

exemple – 2 se note 1110

Cette notation est avantageuse pour les additions :

5 – 2 = 3 s'effectue ainsi :

	0101	(5)
+	1110	(– 2)
	10011	(+ 3)

A l'extrême gauche figure le bit de signe, que l'on peut traiter comme un bit normal, dans la limite du format.

L'inconvénient, dans le cas de l'audionumérique, réside dans le fait que les signaux de faible amplitude, au voisinage du zéro, engendrent de nombreuses transitions de bits ; exemple sur quatre bits :

+ 1	0001	3 bits
– 1	1111	changés
+ 2	0010	idem
– 2	1110	

Ces transitions n'ont pas lieu de manière parfaitement synchrone, durant la commutation des résistances (réseaux R-2R) ou des sources de courant dans les convertisseurs. D'où quelques parasites mal venus, en plus des phénomènes de non-linéarité évoqués auparavant.

D'où des recherches menées vers les convertisseurs travaillant avec un nombre de bits réduit, mais avec un affinement en amont, par suréchantillonnage et filtrage numérique.

Ainsi, Philips parvient-il, avec son quadruple suréchantillonnage, à gagner virtuellement 2 bits, avec un petit circuit récursif ; on passait de manière élégante de 28 bits à 14, sans troncature, car les 2 bits manquants servaient au calcul des 14 utilisés (fig. 1).

Dans le cas du Bit Stream, le quantificateur Q code Y_N sur un seul bit, le signe de Z_N selon le schéma de la figure 2 :

Le signal d'erreur $X_N - E_N$ peut prendre des valeurs importantes, durant des temps assez brefs, toutefois. Philips précise que le format le plus grand des signaux transitant dans ce circuit est de 29 bits.

Il est possible d'illustrer le fonctionnement d'un tel circuit par un exemple simple, en utilisant des nombres décimaux, mais en restant dans le domaine des variables discrètes. En supposant que Q est un comparateur délivrant « 1 » pour Z_N supérieur ou égal à 0,5 et « 0 » pour Z_N inférieur à 0,5.

Supposons que l'on veuille décoder 0,5, précisément, correspondant à la demi-échelle du convertisseur (zéro analogique en sortie) :

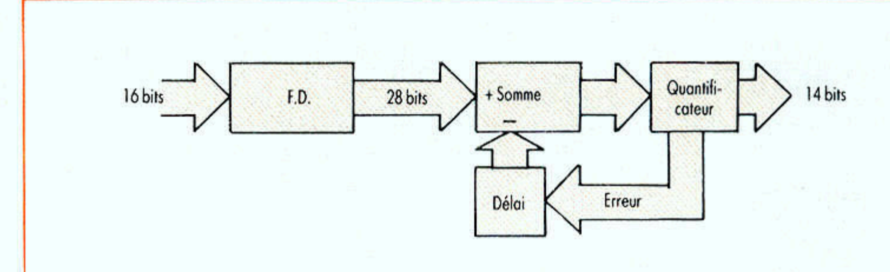


Fig. 1. – La première génération de Lsi Philips utilisait déjà une requantification : des 16 bits originels, on passait à 28 après le filtre numérique transversal, puis à 14 par un « Noise Shaper ».

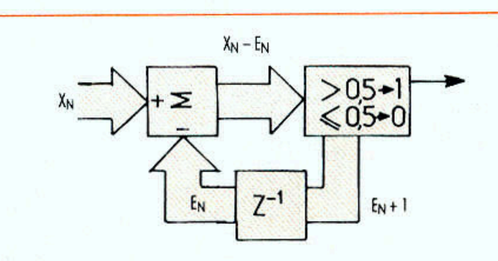


Fig. 2. – Synoptique d'un conformateur Bit-Stream.

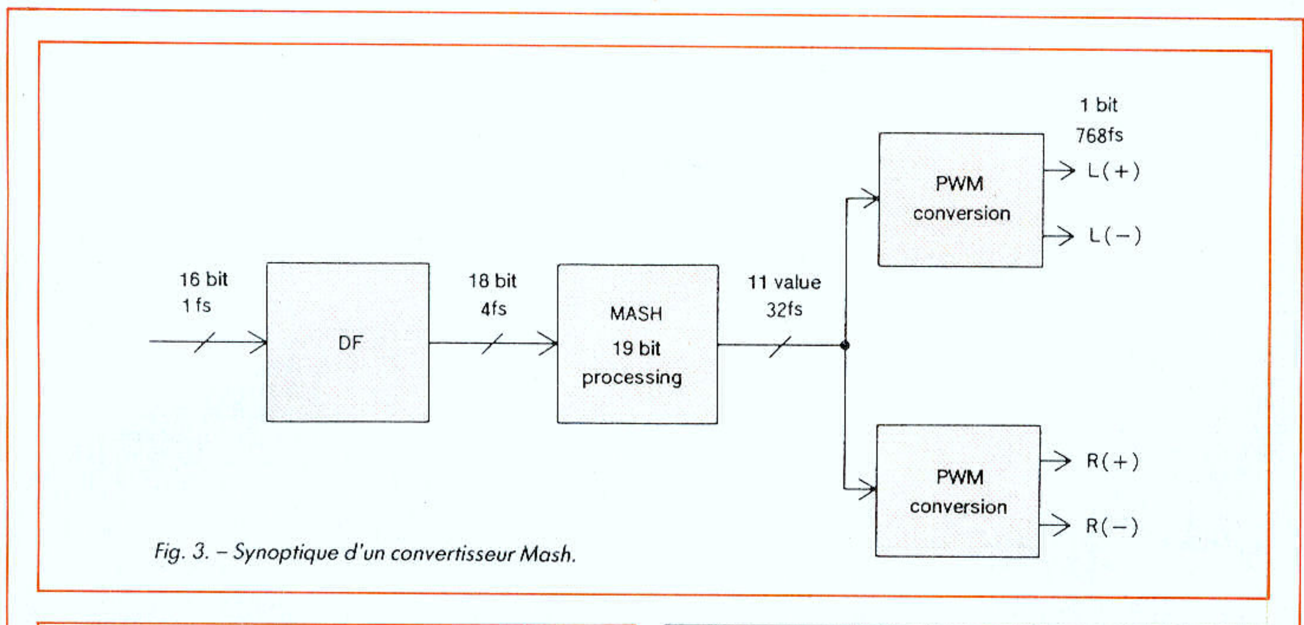


Fig. 3. – Synoptique d'un convertisseur Mash.

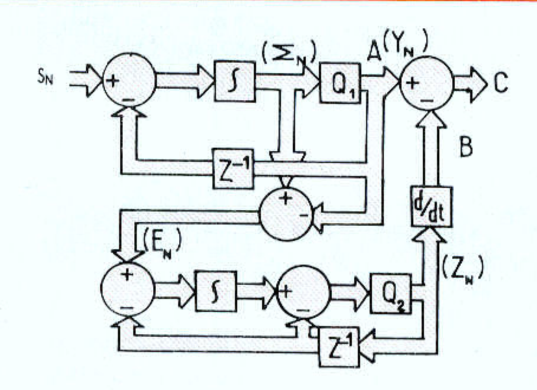


Fig. 4. – Synoptique d'un conformateur Mash (3e ordre).

	MASH MN6471	BIT-STREAM SAA 7320
Filtre numérique		
Echantillonage	32 fs	256 fs
Atténuation bruit	63 dB	60 dB
Ondulation	0,070 dB	0,035 dB
Conformateur	3e ordre	2e ordre
Dynamique	98 dB	96 dB
Distorsion		
0 dB	0,003 %	0,004 %
– 60 dB	N.C.	0,003 %
Rapport S/B	100 dB	96 dB
Linéarité (– 90 dB)	± 0,5 dB	± 0,5 dB
Type conversion	PWM	PDM

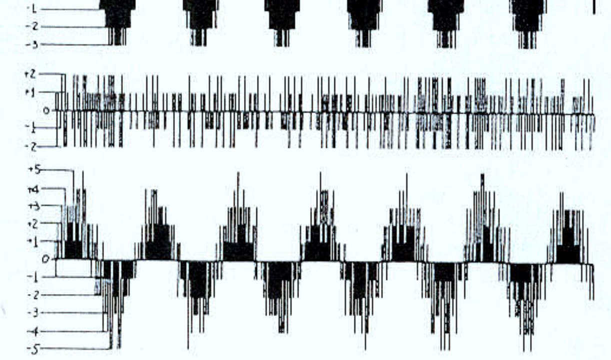
Comparaison des performances annoncées.

Entrée	Sortie Y_N	Erreur E_N
0,5	1	0,5
0,5 – 0,5	0	0
0,5 – 0	1	0,5
0,5 – 0,5	0	0

Y_n montre cycliquement une suite de « 1 » et de « 0 » ; ce « Bit Stream », une fois moyenné, valant effectivement 0,5 (numérique), mais aussi correspondant au zéro analogique en conversion PWM ou PDM.

(A) Main loop output





(C) MASH output

Fig. 5. – Signaux principaux et de correction Mash 3e ordre (20 kHz, 0 dB).

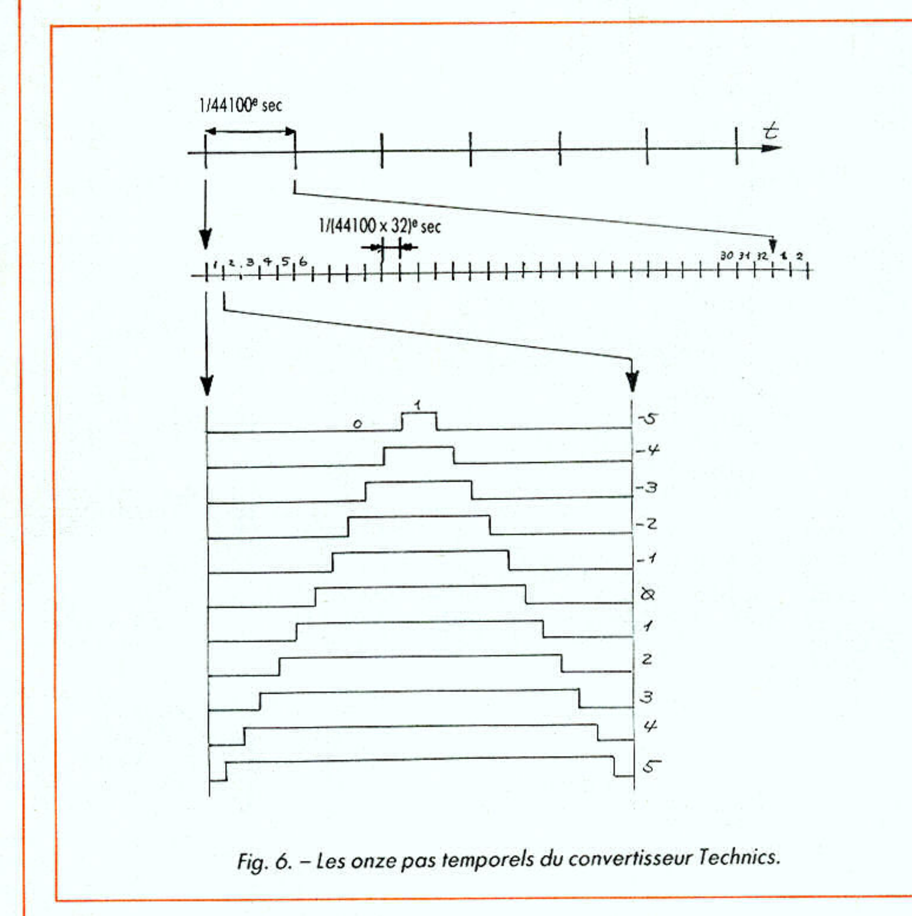


Fig. 6. – Les onze pas temporels du convertisseur Technics.

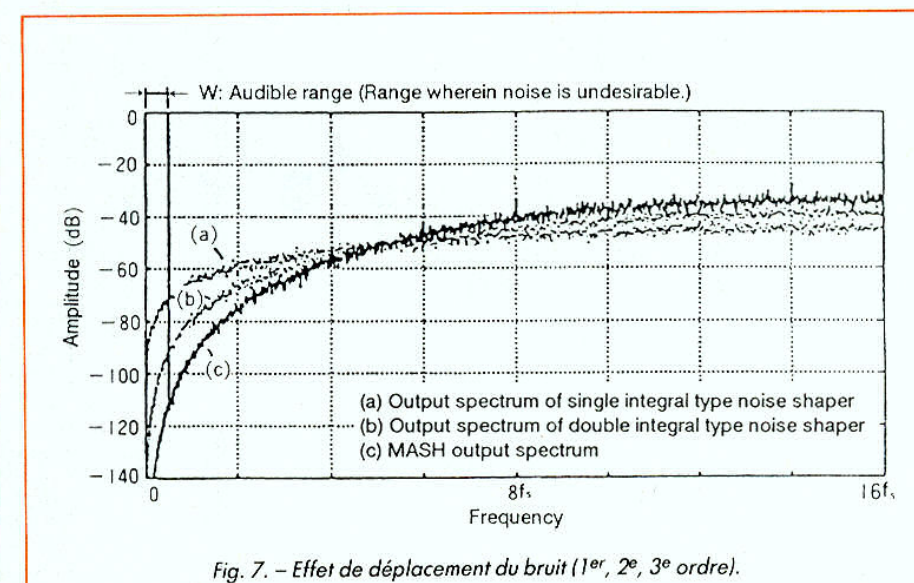


Fig. 7. – Effet de déplacement du bruit (1er, 2e, 3e ordre).

Autre exemple :

Entrée	Sortie Y_n	Erreur E_n
0,8	1	0,2
0,8 – 0,2 = 0,6	1	0,4
0,8 – 0,4 = 0,4	0	– 0,4
0,8 + 0,4 = 1,2	1	– 0,2
0,8 + 0,2 = 1	1	0

Le Bit Stream vaut alors : 11011. Moyenné en PWM ou PDM, il vaut 1 + 1 + 0 + 1 + 1 divisé par 5 (échantillons), soit 4/5 ou 0,8.

Le cas du Mash diffère beaucoup des principes simples énoncées pour le Bit Stream. La conformation de bruit s'effectue de manière plus complexe : il est fait mention d'intégrateurs, qui, dans la réalité, doivent fonctionner comme des additionneurs-accumulateurs (fig. 4). Notons S_N l'échantillon d'entrée, Σ_N la somme cumulée au n-ième instant, Y_N le résultat de conversion, cela donne, en nommant E_N l'erreur de requantification et en supposant $E_0 = 0$.

$$Y_1 = S_1 + E_1$$
$$Y_2 = \Sigma_2 + E_2 = S_1 + S_2 - S_1 - E_1 + E_2 = S_2 - E_1 + E_2$$
$$Y_3 = \Sigma_3 + E_3 = S_3 + S_2 - E_1 - S_2 + E_1 - E_2 + E_3 = S_3 - E_2 + E_3$$
$$Y_N = S_N + E_N - E_{N-1}$$

où, si on utilise la notation habituelle :

$$Y_N = S_N + (1 - Z^{-1})\,E_N$$

Le circuit Mash est, comme le conformateur de bruit de Philips, plus complexe (fig. 4).

E_N est appliqué à un conformateur du second ordre, et, si on fait un calcul identique, il devient :

$$Z_N = -E_N + (1 - Z^{-1})^2\,U_N$$

Z_N fait apparaître $-E_N$, qui, multiplié par $(1 - Z^{-1})$, peut annuler par sommation ($Y_N + Z_N$) l'erreur E_N engendrée par le premier conformateur. C'est précisément cette solution qui a été retenue par Technics (fig. 5 et 6).

Les signaux Y_N et Z_N sont déjà codés sur 1 bit, mais en lar-

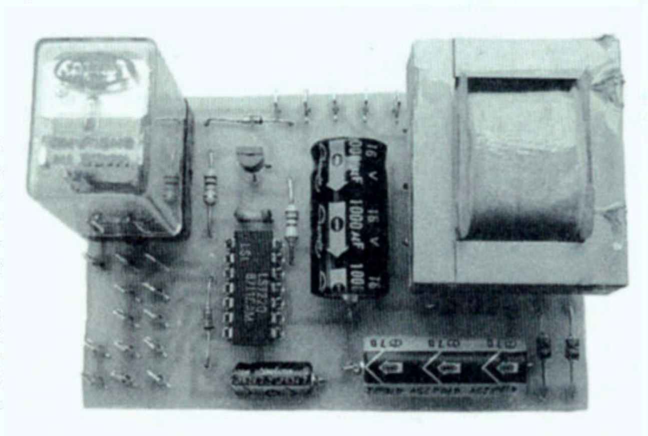
(suite page 155)

UNE SERRURE CODEE SANS MICROPROCESSEUR

Jusqu'à ces dernières années, la réalisation d'une serrure électronique codée, plus communément appelée serrure à clavier, ne pouvait se concevoir qu'en faisant appel à un grand nombre de circuits logiques ou en utilisant un microprocesseur ou, plus exactement, un micro-contrôleur.
La commercialisation depuis quelque temps déjà de circuits spécialisés, et surtout leur disponibilité sur le marché amateur, nous permet de vous présenter aujourd'hui la réalisation d'une serrure codée d'une extrême simplicité.
Cette simplicité ne nuit cependant pas aux performances comme vous allez pouvoir en juger dans un instant.
En revanche, elle permet d'aboutir à un coût de réalisation très faible.

LE CAHIER DES CHARGES

Tout d'abord, et pour ceux d'entre vous qui n'ont pas l'habitude d'un tel système, le synoptique de la figure 1 précise quels sont les deux éléments fondamentaux d'une serrure codée :
– Une gâche électrique qui est la serrure elle-même et qui s'ouvre lorsqu'on lui applique une tension qui peut être du 12 V continus ou du 220 V alternatifs.
– Une électronique de commande qui, à partir d'un clavier, permet ou non de valider l'alimentation de la gâche pendant quelques secondes.
Malgré cette apparente simplicité, une serrure codée doit respecter un cahier des charges très strict si on veut qu'elle offre une sécurité au moins aussi bonne que celle de ses homologues mécaniques. Nous allons détailler ces diverses contraintes, ce qui nous permettra ensuite de vous expliquer comment elles sont résolues avec notre montage.
Le premier point concerne la sécurité qui doit être au moins aussi bonne sinon meilleure qu'avec une serrure mécanique. Pour ce faire, le code doit être aussi difficile à « casser » que possible sans atteindre une longueur telle qu'il serait impossible à une personne normale de le mémoriser. Il s'agit là d'un vulgaire problème d'électronique que l'on sait résoudre sans difficulté. Il faut ensuite que le clavier puisse résister à des actes de vandalisme et que, s'il rend l'âme sous les coups, sa destruction ne fasse pas ouvrir la serrure. Le problème à résoudre ici est tout à la fois mécanique (résistance du clavier et fixation ou scellement) et électronique (non-ouverture si destruction).
Le second point concerne la fiabilité de la serrure et comporte plusieurs rubriques. Tout d'abord, la serrure ne doit pas pouvoir « oublier » son code d'ouverture ; cela peut donc impliquer des précautions au niveau de l'alimentation électrique si celui-ci est stocké dans des mémoires volatiles. Qui dit serrure à clavier dit gâche électrique et donc énergie électrique pour l'ouverture. Comme il n'est pas souhaitable que vous restiez à la porte de chez vous en cas de panne ou de grève de l'EDF, il faut prévoir une alimentation secourue par des batteries par exemple. La consommation de la serrure doit donc être aussi faible que possible en veille afin de ne pas épuiser les batteries en cas de coupure de longue durée.


Une réalisation fort simple grâce au LS 7220.

LA SOLUTION

Toutes ces contraintes sont assez difficiles à respecter avec les solutions classiques évoquées en introduction. Sans vouloir entrer dans le détail, la solution à logique câblée est en général fragile en cas de problème sur le clavier. La solution à micro-contrôleur, en revanche, présente souvent l'inconvénient d'un code volatile et peut avoir une consommation assez élevée.

Contrairement à l'habitude et aux principes bien connus de la loi de Murphy, une solution « miracle » existe et nous sommes d'ailleurs surpris qu'elle ne soit pas plus souvent utilisée dans les diverses revues d'électronique de l'Hexagone. Seul notre confrère Etienne Lemery y a fait appel (avec un circuit différent, il est vrai, mais de la même famille que le nôtre) dans un récent montage flash.

Le circuit qui permet de satisfaire tous nos besoins est le LS 7220 de LSI Computer Systems. Outre ses avantages techniques propres dont nous allons parler dans un instant, il est peu coûteux et disponible sur le marché français.

Ce circuit s'interface à n'importe quel type de clavier à 10 touches (ou moins si nécessaire) et peut être programmé pour répondre à une combinaison de quatre chiffres parmi 5040 ; autant dire que la sécurité de fonctionnement est excellente. La programmation de ladite combinaison a lieu au niveau de la connexion des touches du clavier et ne requiert donc l'utilisation d'aucun outillage ou programmateur d'aucune sorte. Le changement de celle-ci ne demande, de ce fait, que quelques secondes. En outre, cette programmation étant matérielle, aucun problème de perte de mémoire n'est à craindre même en cas de disparition complète de l'alimentation.

Le circuit est réalisé en technologie PMOS, ce qui présente deux avantages majeurs pour notre application puisqu'il peut être alimenté sous toute tension comprise entre 5 et 18 V et que sa consommation au repos est inférieure à 40 μA.

Enfin, dernier détail pratique, le temps pendant lequel il ordonne l'ouverture de la gâche électrique est programmable de moins d'une seconde à quelques dizaines de secondes au moyen d'un simple condensateur.

D'autres fonctions sont disponibles mais nous n'en parlerons pas dans le cadre de cet article car nous ne les utiliserons pas pour la réalisation de notre serrure. Nous verrons, en revanche, dans quelque temps comment constituer, avec le même circuit, un antivol automobile codé pour lequel nous ferons appel à ces possibilités supplémentaires.

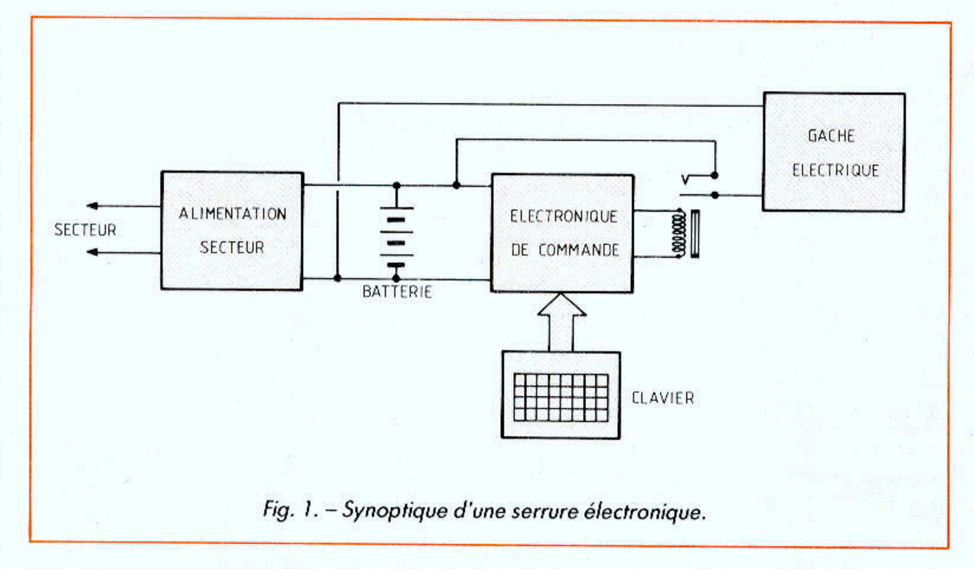
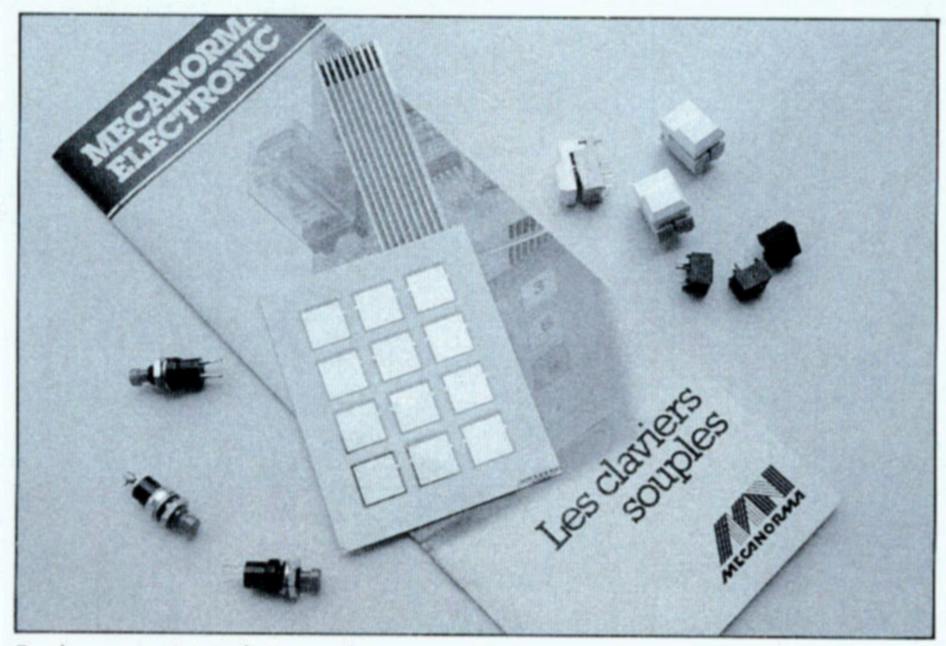


Fig. 1. – Synoptique d'une serrure électronique.

Le synoptique interne simplifié du LS 7220 vous est proposé figure 2 et permet de comprendre les grands principes de fonctionnement du circuit.

Le cœur de ce boîtier est un détecteur séquentiel qui reçoit en entrée les quatre touches correspondant au code d'ouverture choisi. Ce détecteur se moque éperdument du numéro affecté aux touches et, donc, du code que vous aurez choisi, tout ce qu'il veut c'est que les touches reliées en 3, 4, 5 et 6 soient actionnées dans l'ordre correct, à savoir celle reliée à 3 en premier, celle reliée à 4 en deuxième, et ainsi de suite. Comme cela n'offre pas une sécurité suffisante, toutes les touches inutilisées du clavier sont reliées à 2, ce qui à pour effet, en cas d'appui sur l'une d'elles, de remettre à zéro le détecteur



Touches, poussoirs ou claviers quelconques conviennent sauf ceux câblés en matrice. Attention ! c'est le cas des Mecanorma visibles sur cette photo.

séquentiel. Il est alors beaucoup plus difficile de « casser » le code.
La sortie de ce détecteur, lorsqu'elle est valide, alimente un transistor MOS qui commande la sortie « lock control output ». Les blocs repérés « save memory » et « sequential memory » ne sont pas utilisés dans notre application et correspondent à d'autres possibilités que nous évoquions ci-avant.
Remarquez le condensateur connecté sur la patte 12 qui agit sur la mémoire séquentielle et la remet à zéro au bout d'un certain temps. C'est lui qui fixe la durée de validité du signal de sortie et, donc, la durée d'action de la gâche électrique.

NOTRE SCHEMA

Avec une telle intégration, notre schéma ne peut qu'être fort simple comme vous pouvez le constater à l'examen de la figure 3.
Nous y voyons tout d'abord une alimentation réduite à sa plus simple expression mais suffisamment efficace pour ce qu'on lui demande. Un transformateur suivi de deux diodes et d'un chimique délivre une tension continue qui maintient en charge permanente des batteries de 12 V au cadmium nickel. L'alimentation du LS 7220 est prélevée à ce niveau, les batteries faisant office de stabilisateur de tension, pas très précis il est vrai mais très largement suffisant pour notre montage qui, rappelons-le, peut fonctionner de 5 à 18 V.

Le LS 7220 est câblé comme le veut la logique de son synoptique interne. Le condensateur C_1 fixe la durée d'action de la gâche et, également, le temps dont on dispose pour composer le code à partir de l'appui sur la première touche.

Il est en effet chargé sous 12 V par l'intermédiaire de D_3 lors de cet appui.

Le code choisi sur notre exemple est 6832 puisque la touche 6 est reliée au point B, la touche 8 au point C, la touche 3 au point D et la touche 2 au point E. Toutes les autres touches du clavier sont reliées au point A et assurent ainsi la remise à zéro du circuit comme expliqué ci-avant.
Pour changer le code, il suffit donc de choisir d'autres liaisons entre les touches et les points A, B, C, D et E, et le tour est joué. Remarquez de ce fait la simplicité du clavier où chaque touche est en fait un vulgaire poussoir établissant un contact lorsqu'on appuie dessus. Un clavier classique convient donc bien sûr, mais tout assemblage de poussoirs de votre choix aussi. En outre, comme les chiffres associés aux touches sont purement symboliques, rien ne vous interdit d'y faire figurer autre chose de plus mnémotechnique pour vous (lettres, dessins...).
La sortie du LS 7220 com-

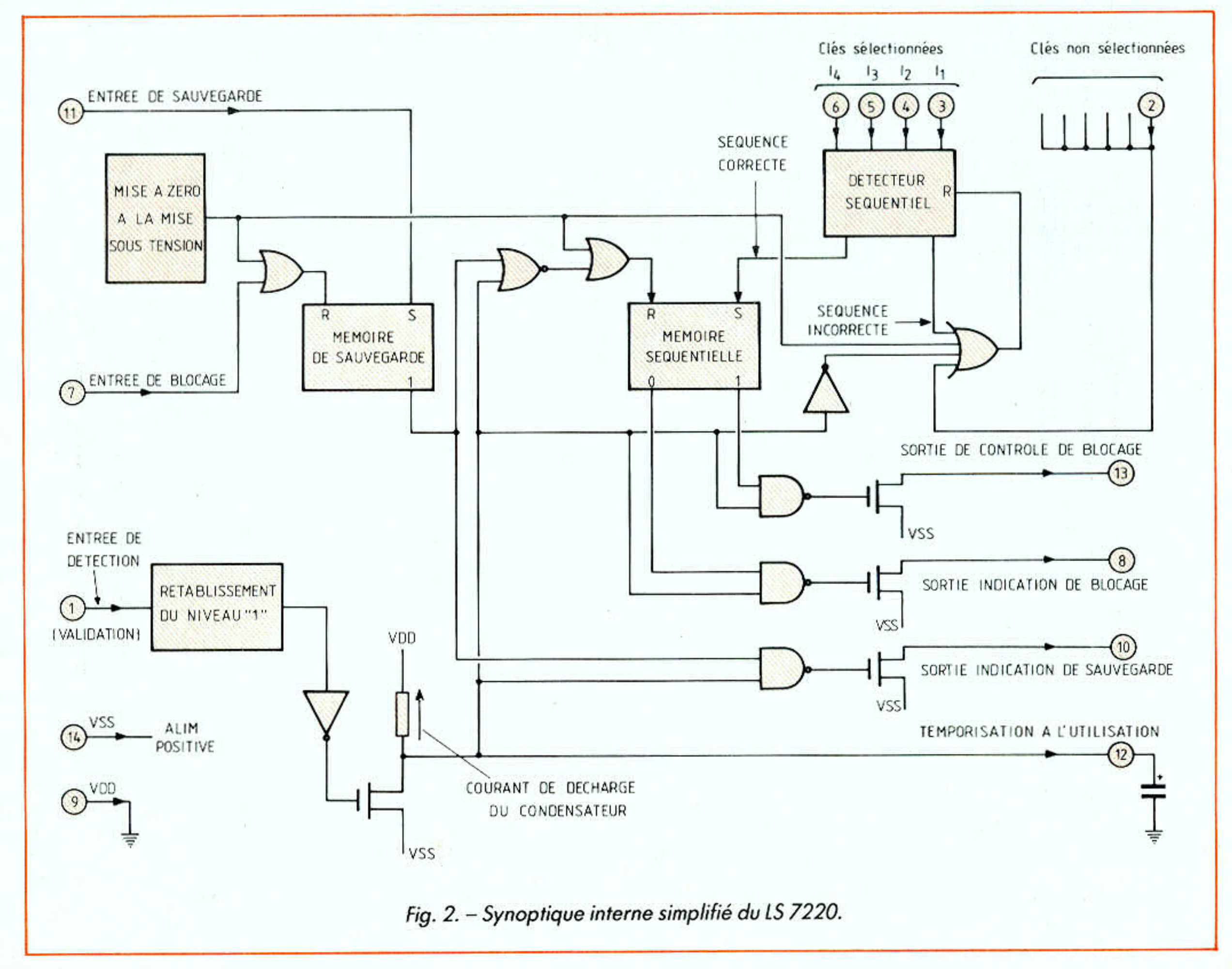


Fig. 2. – Synoptique interne simplifié du LS 7220.

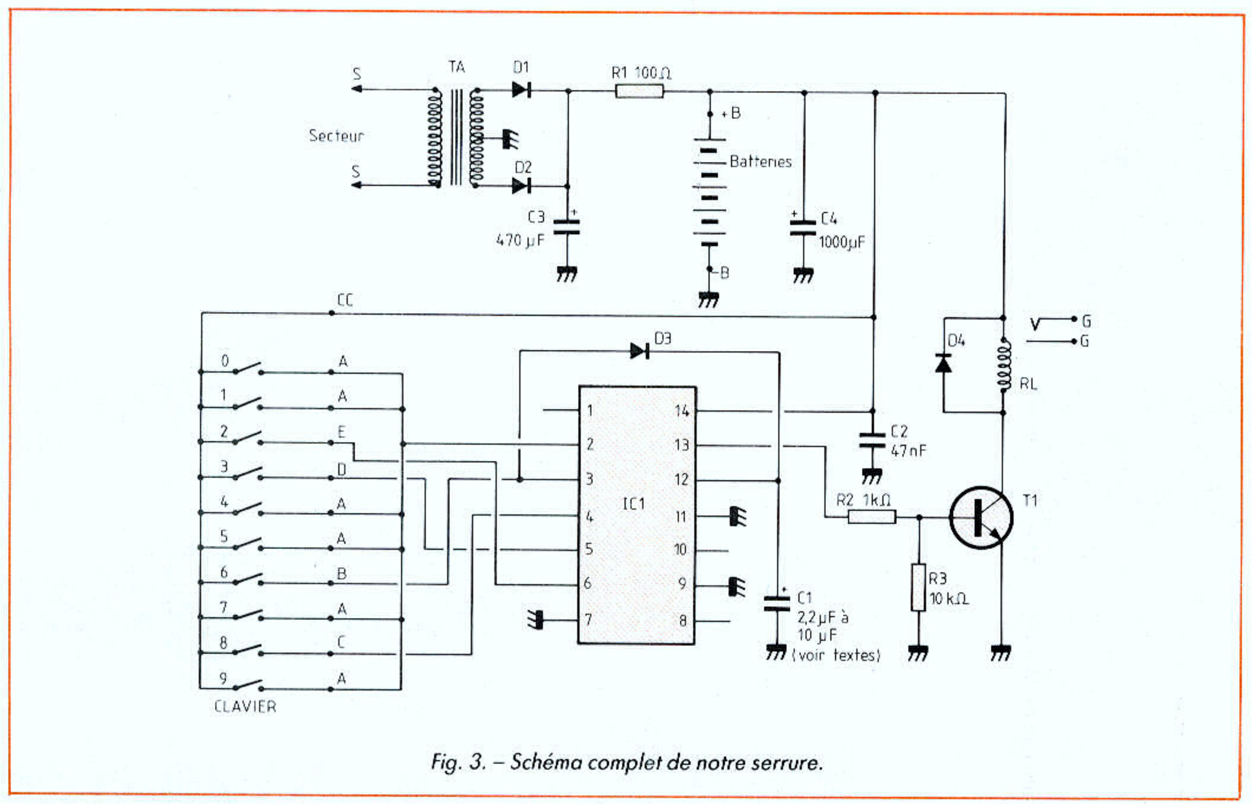


Fig. 3. – Schéma complet de notre serrure.

mande la base d'un transistor qui fait coller un relais pendant la durée choisie par C_1, une fois le code correct composé, bien sûr. Ce relais actionne à son tour la gâche électrique. Une LED et une résistance pourraient éventuellement être mises en place en parallèle sur la bobine du relais pour indiquer l'ouverture, mais nous l'avons jugé inutile vu le bruit caractéristique généralement produit par les gâches électriques.

LA REALISATION

La nomenclature des composants vous est présentée figure 4. Bien qu'elle ne doive pas poser de problème, quelques commentaires sont les bienvenus. Le LS 7220 tout d'abord n'est pas disponible chez tous les revendeurs ; en cas de difficulté, vous pouvez en trouver chez Magnétic France, 11, place de la Nation, 75011 Paris.

Pour ce qui est des batteries, nous avons prévu 10 éléments de 1,2 V 400 mA/h. Ce sont les éléments les moins coûteux et les moins encombrants puisqu'ils font la taille de simples piles R_6. Leur capacité est plus que suffisante pour alimenter le montage pendant plusieurs dizaines d'heures. Pour que ces batteries servent à quelque chose, il ne suffit pas qu'elles puissent alimenter la partie électronique de votre serrure, il faut aussi qu'elles fournissent l'énergie à la gâche électrique lors de l'ouverture de la porte. Cela implique deux choses : d'une part, il faut impérativement que vous utilisiez une gâche 12 V, d'autre part, il est souhaitable que sa consommation ne soit pas excessive. Une valeur de 1 à 2 A est dans les limites du raisonnable, étant donné le temps de fonctionnement très bref de la gâche (quelques secondes à quelques dizaines de secondes en fonction de la valeur de C_1).

Pour ce qui est du clavier, n'importe quel ensemble de touches ou de poussoirs peut convenir à condition qu'il ne soit pas câblé en matrice. Si vous achetez un clavier du commerce, vérifiez bien ce point car ces produits sont généralement prévus pour une utilisation dans des matériels utilisant des microprocesseurs ou dérivés où, justement, on emploie très souvent des claviers matriciels. Ne lésinez pas sur la qualité des touches, des poussoirs ou du clavier lui-même car c'est l'élément le plus exposé de notre montage. Il va être souvent manipulé, parfois même brutalement. En outre s'il est dehors, ce qui est généralement le cas pour une serrure, il va être ex-

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC_1 : LS 7220
D_1, D_2 : 1N4002 à 1N4007
D_3, D_4 : 1N914 ou 1N4148
T_1 : BC107, 108, 109, 547, 548, 549, 2N2222A, 2N2219A

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1 : 100 Ω 1/2 W
R_2 : 1 kΩ
R_3 : 10 kΩ

Condensateurs

C_1 : 2,2 µF à 10 µF 16 V (voir texte)
C_2 : 47 nF mylar
C_3 : 470 µF 25 V
C_4 : 1 000 µF 16 V

Divers

TA : Transformateur 220 V 2 × 12 V 1,2 VA ou plus
RL : Relais Europe 12 V 1 RT
Clavier (voir texte)
Support 14 pattes (facultatif)

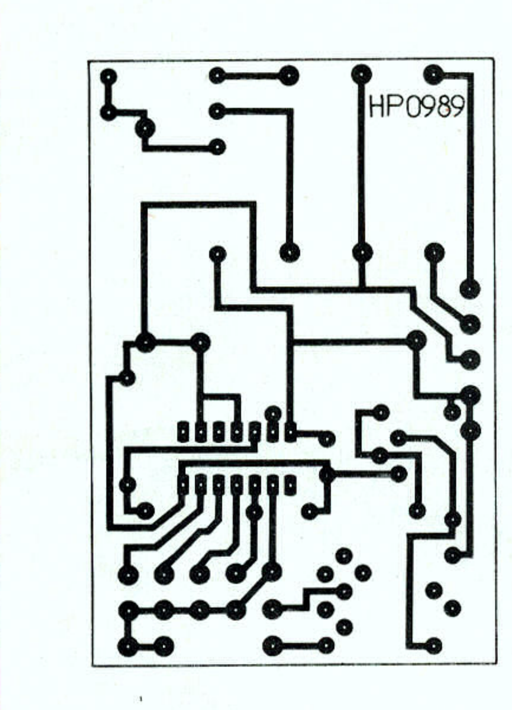


Fig. 5. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

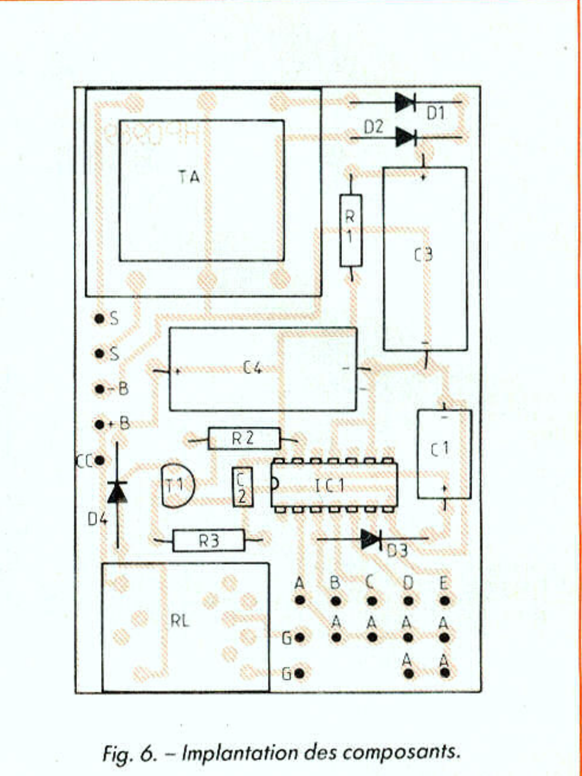


Fig. 6. – Implantation des composants.

posé à l'humidité ; un modèle étanche ou au moins étanche au ruissellement est donc conseillé.

Dernier élément qui mérite un peu d'attention : le condensateur C_1. De sa valeur dépend le temps de fonctionnement de la serrure et, donc, le temps d'ouverture de la gâche électrique. Choisissez la valeur qui vous convient le mieux sachant que, sur notre maquette, un condensateur de 2,2 µF donne un temps de 3 secondes alors qu'un 10 µF offre, lui, 19 secondes.

L'ensemble des composants, hormis les batteries et le clavier, prend place sur un petit circuit imprimé au tracé fort simple visible figure 5. Ce circuit peut être réalisé par toute méthode à votre convenance mais vous prendrez soin, avant de le dessiner, de vérifier que le brochage et la taille de votre transformateur correspondent à notre dessin. Faites de même pour le relais si vous ne voulez pas utiliser un modèle Europe tel celui que nous avons retenu.

L'implantation des composants est à faire dans l'ordre classique en respectant les indications de la figure 6.

Nous avons prévu douze plots de connexion avec le clavier. Nous verrons dans un instant comment les câbler mais nous vous conseillons, pour faciliter votre travail et le changement de code de la serrure, de les équiper de cosses « poignards ».

Lorsque le montage est terminé et soigneusement vérifié, il reste à le mettre en boîte et à le relier aux divers organes extérieurs que sont les batteries, le clavier et la gâche. Le boîtier peut être n'importe quelle boîte en plastique ou métal que vous fixerez à votre convenance mais en un lieu sec et protégé bien sûr. Les batteries seront montées dans un support de piles en plastique et fixées dans ce même boîtier.

Le clavier sera fixé très solidement près de la poignée de la porte à laquelle est destinée cette serrure. Sa liaison avec le circuit imprimé est à faire en fil multiconducteur souple. Il n'y a pas de précaution particulière à prendre à ce niveau si ce n'est d'éviter de dépasser quelques mètres à une dizaine de mètres de longueur maximum.

La gâche électrique est à relier aux batteries en passant par les deux bornes G du re-

14 13 12 11 10 9 8
1 2 3 4 5 6 7
LS 7220
ou
C B E
C B E
TRANSISTORS
DIODES

Fig. 7. – Brochages des semi-conducteurs.

lais de la serrure. Si une commande directe de la serrure est à prévoir (ouverture de l'intérieur par exemple) un simple poussoir câblé en parallèle sur les points G du circuit imprimé (et donc sur les contacts du relais) fait l'affaire.

PROGRAMMATION ET UTILISATION

La programmation du code de la serrure se fait très simplement lors du câblage du clavier. Pour ce faire, et si vous avez utilisé des cosses « poignards » comme indiqué ci-avant, vous avez intérêt à monter, en extrémité des fils en provenance de ce dernier, des cosses femelles qui s'enfichent sur les cosses « poignards ». Dans le cas contraire, il vous faudra jouer du fer à souder.
Reliez tout d'abord le commun du clavier au point CC du circuit imprimé. Reliez ensuite la touche correspondant au premier chiffre (ou lettre ou symbole, peu importe) au point B, puis la touche correspondant au deuxième au point C, et ainsi de suite jusqu'à D. Reliez ensuite toutes les touches « inutiles » aux différents points A. Votre serrure est terminée et est codée avec la valeur de votre choix. Pour changer le code, il vous suffit de modifier en conséquence les liaisons sur A, B, C, D et E, d'où l'intérêt des cosses qui évitent de devoir souder et dessouder. Nous aurions aussi pu mettre des commutateurs ou des mini-interrupteurs mais cela aurait été plus cher et plus encombrant pour une amélioration dérisoire ; en effet, en utilisation normale, le code n'est pas changé très souvent.
Pour essayer le montage, rien n'est plus simple. Mettez-le sous tension et vérifiez que vous avez environ 12 V aux bornes des batteries. Si ces dernières sont déchargées ou neuves (ce qui revient au même !) laissez le montage sous tension plusieurs heures pour que les batteries acquièrent leur charge initiale.
Il suffit ensuite de frapper, dans l'ordre, sur les quatre touches précédemment sélectionnées pour que le relais colle et que la gâche s'ouvre pendant un temps programmé par C_1.
La frappe du code dans le désordre ou la frappe de n'importe laquelle des touches non programmées remet le circuit en veille et impose une nouvelle frappe complète et dans l'ordre du code.

CONCLUSION

Correctement réalisée et installée, cette serrure offre une sécurité vis-à-vis des tentatives d'effraction nettement supérieure à celle de ses homologues mécaniques même beaucoup plus coûteuses. Cette sécurité ne peut cependant être maintenue que si la gâche électrique est de grande qualité et si son montage est assuré correctement. En effet, rien ne sert de disposer d'un système à combinaison difficile à vaincre si un simple pied de biche permet d'arracher la gâche qui maintient la porte fermée.

C. TAVERNIER

MEMORISATION DES NEUTRES

Cette fonction a été intégrée car elle semble utile ! Il ne faut pas en abuser, nous le rappellerons plus loin.

Au premier vol d'un modèle, le pilote prépositionne ses gouvernes aux « neutres physiques » de la cellule : ailerons bien alignés avec le profil, dérive bien dans l'axe...

Cependant, en général, ces positions sont corrigées dès les premiers instants du vol, les imperfections inévitables de la cellule, un mauvais calage de l'axe moteur obligeant à ces retouches. Le pilote utilise les trims pour ces corrections. A chaque cellule vont ainsi correspondre des réglages différents des trims, ce qui pose un problème lors du passage d'un modèle à l'autre.

La mémorisation des neutres tend à pallier cet inconvénient !

A la fin du premier vol, sans toucher les trims et avant d'arrêter Supertef, appuyer sur « E », *maintenir* et appuyer sur « P ». Relâcher !

A cet instant, les neutres dynamiques du vol vont remplacer les neutres que vous aviez programmés avec P/CEL. Ainsi, au prochain vol, vous allez retrouver les mêmes positions des gouvernes *en remettant les trims au neutre exact*, au besoin par usage de la fonction ST/CAL.

Ainsi, tous vos modèles pourront voler avec les trims au neutre !

N.B. : bien entendu, il ne faut pas abuser de cette possibilité et régler un modèle n'importe comment, sous prétexte qu'on pourra corriger avec Supertef. Ne pas oublier qu'un avion vole bien s'il est physiquement sain ! Si les écarts entre neutres physiques et neutres dynamiques sont trop importants, votre cellule est sûrement mal fichue, et il faut la corriger ou, pour le moins, essayer de faire mieux... la prochaine fois !

Attention : dans l'état actuel du logiciel, seuls sont mémorisés les neutres des voies 1, 2 et 3, quelle que soit leur affectation. Cette lacune sera supprimée dans une prochaine version du logiciel.

TACHYMETRE

L'appel est automatique dès que le connecteur de la sonde optique est enfiché. Un écran spécial apparaît et vous indiquera le nombre de tours/min de votre moteur.

Sortie automatique par déconnexion du capteur optique.

TRES IMPORTANT

Ne jamais utiliser une ancienne platine HF sur Supertef, sans l'avoir rendue compatible. Se référer pour cela à la notice technique. Le non-respect de cette précaution peut amener à la destruction du micro-contrôleur 68HC11, par application du 12 V sur certaines entrées de ce circuit alimenté en 5 V maximum !

F. THOBOIS

CONVERTISSEUR 1 BIT

(suite de la page 138)

geur d'impulsion (Y_N adopte 7 valeurs, Z_N en prend 5). Le signal à 1 bit prend donc 11 valeurs temporelles définies. Technics n'explique pas la suite du traitement du signal, mentionnant l'utilisation d'un « CNA à 11 pas en démodulation de largeur d'impulsion à 768 fs ». Le dernier chiffre peut toutefois s'expliquer de la manière suivante ; on part d'un signal à 32 fs. Le plus petit pas en PWM correspond à un coup d'horloge, le plus grand à 11 coups, mais ce dernier laisse de part et d'autre du « 1 » deux instants (2 × 1/2 coup d'horloge) à « 0 ». L'horloge est donc calée à 12 × 32 fs, pour chaque canal audio, d'où : fs' = 12 × 32 × 2 = 768 fs...

Technics a failli réinventer l'horloge à 13 coups !

LA QUESTION DU BRUIT

Le vocable Noise Shaper, ou conformateur de bruit, mérite une explication. Le bruit dont il est question est un bruit de quantification dû au seul quantificateur (on exclut le bruit de quantification du signal PCM qui le précède, bruit réparti sur les spectres audio et autour de la fréquence de suréchantillonnage). Ce bruit est réparti à peu près uniformément des très basses fréquences audio jusqu'à $F_S/2$ où il commence à chuter. Son niveau se trouve environ à – 40 dB sous le signal utile. Lorsque le quantificateur est engagé dans un conformateur de bruit du premier ordre, on démontre (difficilement...) que la répartition du bruit bascule et reporte l'essentiel de celui-ci vers les hautes fréquences. L'effet d'un conformateur du second ordre est le même, mais plus accentué, de même pour le troisième ordre (fig. 7). C'est cette méthode qui permet, en sus de l'artifice du suréchantillonnage, de réduire le bruit tout en codant avec un nombre de bits réduits. Cas extrêmes : Mash et Bit Stream, à bit unique, revendiquent quelque 106 et 96 dB, respectivement, de rapport signal sur bruit.

G. LEDORÉ

Contributions

R. Lafaurie : Traitement numérique d'une information audio par modulation Delta et compresseur expanseur. Le Haut-Parleur.

S. Nethisighe : Bit-Stream conversion method improves audio performance. JEI 35, octobre 88, page 73.

E. Stikvoort : Higher order one bit coder for audio application. 84e convention AES, mars 1988, Paris.

Audio Info : Philips, juin 1989, Bit-Stream D/A conversion.

Technics : Séminaire technique européen : Mash 1 bit DAC, new D/A conversion system. Copenhague, juin 1989.

L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

CIRCUIT RLC PARALLELE : variations du déphasage avec la fréquence

ENONCE

On considère un dipôle RLC parallèle, constitué par une bobine de résistance R et d'inductance L, en parallèle avec une capacité pure C, l'ensemble étant alimenté par une tension sinusoïdale de pulsation variable ω.
L et C ont une valeur fixe, tandis que R est considéré comme un paramètre.

1° Trouver l'expression de l'admittance complexe $\mathcal{A}$, inverse de l'impédance, et la mettre sous la forme A + jB, en séparant parties réelle et imaginaire. En déduire la valeur de tg φ, φ étant le déphasage du courant principal sur la tension.

$$\text{tg}\,\varphi = \omega\left[RC + \frac{L(LC\omega^2 - 1)}{R}\right]$$

2° Calculer pour quelle valeur ω_1 de la pulsation la dérivée s'annule et pour quelles valeurs du paramètre R ω_1 existe.
Calculer également les limites de la fonction pour $\omega \in [0, +\infty[$. Calculer en fonction de R, L et C le minimum de la fonction.

3° Dans le cas où ce minimum existe, déterminer les points où la courbe représentative rencontre l'axe des abscisses.
Calculer la valeur de la fonction pour $\omega = \omega_o$ défini par $LC\,\omega_o^2 = 1$.
Déterminer la valeur de la pente de la tangente à l'origine et rechercher un éventuel point d'inflexion.
Trouver la valeur de la pente de la tangente au point d'abscisse ω_o et aux points où la courbe rencontre l'axe des abscisses.

4° Reprendre les résultats des deux questions précédentes dans le cas où $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$ et donner l'allure de la courbe lorsque R est supérieur à cette valeur.

5° Déterminer les coordonnées des points de rencontre de deux courbes de la famille étudiée, pour lesquelles le paramètre a respectivement les valeurs R_1 et R_2, en fonction de ω_o, R_1, R_2, L et C.
Cas particulier où l'une des deux courbes correspond à la valeur $R_1 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ du paramètre et l'autre à la valeur $R_2 = R$.

6° Avec les valeurs numériques suivantes : L = 0,1 H et C = 1 μF tracer sur un même graphique l'allure des courbes correspondant aux trois valeurs suivantes du paramètre :

$R_1 = 100\,\Omega$ $\quad R_2 = \sqrt{\frac{L}{C}} = 316{,}2\,\Omega$ $\quad R_3 = 1\,k\Omega$

(Problème proposé par P. Mory)

SOLUTION

1° $\mathscr{A} = \dfrac{1}{\underline{Z}} = \dfrac{R + jL\omega - \dfrac{j}{C\omega}}{-\dfrac{j}{C\omega}(R + jL\omega)} = \dfrac{R + jL\omega - \dfrac{j}{C\omega}}{-\dfrac{jR}{C\omega} + \dfrac{L\omega}{C\omega}}$

$$= \frac{RC\omega + jLC\omega^2 - j}{-jR + L\omega} = \frac{(RC\omega + jLC\omega^2 - j)(L\omega + jR)}{R^2 + L^2\omega^2}$$

$$= \frac{RLC\omega^2 + jL^2C\omega^3 - jL\omega + jR^2C\omega - RLC\omega^2 + R}{R^2 + L^2\omega^2}$$

$$= \frac{R + j\omega(L^2C\omega^2 + R^2C - L)}{R^2 + L^2\omega^2}$$

$$\boxed{\mathscr{A} = \frac{R + j\omega(L^2C\omega^2 + R^2C - L)}{R^2 + L^2\omega^2}}$$

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{b}{a} = \frac{\omega(L^2C\omega^2 + R^2C - L)}{R}$$

$$\boxed{\text{tg}\,\varphi = \omega\left[RC + \frac{L(LC\omega^2 - 1)}{R}\right]}$$

2° R étant différent de zéro, la fonction tg φ est toujours définie quel que soit ω dans l'intervalle 0, + ∞.
On remarque que si on change ω en $-\omega$, tg φ se change en $-$ tg φ. Les courbes sont donc des cubiques symétriques par rapport à l'origine, dont nous n'étudions que la partie correspondant à $\omega \geqslant 0$.
Calcul de la dérivée :

$$\frac{d(\text{tg}\,\varphi)}{d\omega} = \omega\left(\frac{L}{R}\,2\,LC\omega\right) + RC + \frac{L(LC\omega^2 - 1)}{R}$$

$$= \frac{2\,L^2C\omega^2 + R^2C + L^2C\omega^2 - L}{R} = \frac{3\,L^2C\omega^2 + R^2C - L}{R}$$

La dérivée s'annule pour la valeur ω_1 de ω telle que :

$$3\,L^2C\omega_1{}^2 = L - R^2C$$

$$\omega_1{}^2 = \frac{L - R^2C}{3\,L^2C}$$

$$\boxed{\frac{d(\text{tg}\,\varphi)}{d\omega} = \frac{3\,L^2C\omega^2 + R^2C - L}{R}}$$

$$\boxed{\omega_1 = \sqrt{\frac{L - R^2C}{3\,L^2C}}}$$

Cette valeur ω_1 existe si $L - R^2C \geqslant 0$ ou $\boxed{R \leqslant R_c.}$

Numériquement, pour $R = R_1 = 100\,\Omega$,
ω_1 vaut $10^3\sqrt{3} = 1\,732$ rd/s.

Limites :

pour $\omega = 0$ tg $\varphi = 0$ les courbes passent par l'origine
pour $\omega \to +\infty$ tg $\varphi \to +\infty$

$$\frac{\text{tg}\,\varphi}{\omega} = \frac{L^2C\omega^2 + R^2C - L}{R} \quad \text{branche parabolique}$$

Calcul du minimum :

$$(\text{tg}\,\varphi)_{\omega=\omega_1} = \frac{\sqrt{\dfrac{L - R^2C}{3\,L^2C}}\left\{\dfrac{L^2C(L - R^2C)}{3\,L^2C} + R^2C - L\right\}}{R}$$

$$(\text{tg}\,\varphi)_{\omega=\omega_1} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L - R^2C}{3\,L^2C}}\left(\frac{L - R^2C}{3} + R^2C - L\right)$$

$$= \frac{1}{3\,R}\sqrt{\frac{L - R^2C}{3\,L^2C}}\,(2\,R^2C - 2\,L)$$

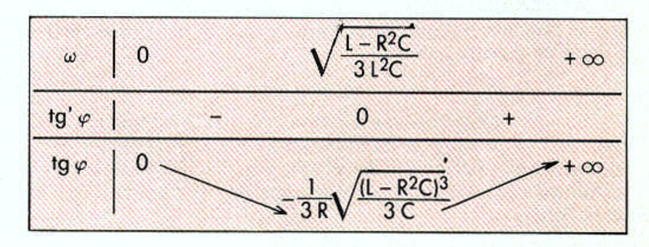
$$= -\frac{2}{3\,RL}\,\frac{(L - R^2C)^{1/2}\,.\,(L - R^2C)}{L\sqrt{3C}}$$

$$= -\frac{2}{3\,RL}\sqrt{\frac{(L - R^2C)^3}{3C}}$$

Numériquement, pour $R = R_1 = 100\,\Omega$,
on trouve tg $\varphi_{min} = -1{,}212$.

$$\boxed{(\text{tg}\,\varphi)_{min} = -\frac{2}{3\,RL}\sqrt{\frac{(L - R^2C)^3}{3\,C}}}$$

Dans le cas où $R < R_c$, le tableau des variations est :



ω	0	$\sqrt{\dfrac{L - R^2C}{3\,L^2C}}$	$+\infty$
tg' φ	−	0	+
tg φ	0 ↘	$-\dfrac{1}{3\,R}\sqrt{\dfrac{(L - R^2C)^3}{3\,C}}$	↗ $+\infty$

3° La courbe rencontre l'axe des abscisses pour $\omega = 0$, donc à l'origine, et pour $\omega = \omega_2$, tel que :

$$L^2C\omega_2{}^2 + R^2C - L = 0$$

$$\omega_2{}^2 = \frac{L - R^2C}{L^2C} \qquad \omega_2 = \sqrt{\frac{L - R^2C}{L^2C}}$$

$$\boxed{\omega_2 = \sqrt{\frac{L - R^2C}{L^2C}} = \omega_1\sqrt{3}}$$

Numériquement, pour $R = R_1 = 100\,\Omega$, $\omega_2 = 3\,000$ rd/s.

Pour $LC\omega_o{}^2 = 1$, $\omega_o = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$

$(\text{tg}\,\varphi)_{\omega=\omega_o} = \omega_o RC = \frac{RC}{\sqrt{LC}} = R\sqrt{\frac{C}{L}}$

$$(\text{tg}\,\varphi)_{\omega=\omega_o} = R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

et comme nous sommes dans le cas où $R < \sqrt{\frac{L}{C}}$
cette valeur est inférieure à 1.
La pente de la tangente à l'origine est :

$$\left(\frac{d\,(\text{tg}\,\varphi)}{d\omega}\right)_{\omega=0} = \frac{R^2C - L}{R}$$

Elle est négative.

$$\left(\frac{d\,(\text{tg}\,\varphi)}{d\omega}\right)_{\omega=0} = \frac{R^2C - L}{R}$$

C'est en réalité un point d'inflexion puisque

$\frac{d^2\,(\text{tg}\,\varphi)}{d\omega^2} = \frac{6\,L^2C\omega}{R}$ s'annule aussi.

La tangente pour $\omega = \omega_o$ a pour pente

$$\left[\frac{d\,(\text{tg}\,\varphi)}{d\omega}\right]_{\omega=\omega_o} = \frac{\frac{3\,L^2C}{LC} + R^2C - L}{R} = \frac{2\,L + R^2C}{R}$$

$$\left[\frac{d\,(\text{tg}\,\varphi)}{d\omega}\right]_{\omega=\omega_o} = \frac{2\,L + R^2C}{R}$$

Pour le point de rencontre avec l'axe des abscisses autre que l'origine, c'est-à-dire pour $\omega = \omega_2$, la pente de la tangente est :

$$\left[\frac{d\,(\text{tg}\,\varphi)}{d\omega}\right]_{\omega=\omega_2} = \frac{3\,L^2C\frac{L - R^2C}{L^2C} + R^2C - L}{R} = \frac{2\,L - 2\,R^2C}{R}$$

Cette pente est positive et double en valeur absolue de la valeur obtenue pour le premier point de rencontre avec l'axe des abscisses, à l'origine.

$$\left[\frac{d\,(\text{tg}\,\varphi)}{d\omega}\right]_{\omega=\omega_2} = 2\,\frac{L - R^2C}{R}$$

4° Dans le cas particulier où $R = R_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$
la parabole asymptote a pour équation :

$$Y = \frac{L^2C\omega^2 + L - L}{R} = \frac{L^2C}{R}\,\omega^2 = (LC)^{3/2}\,\omega^2 = \frac{\omega^2}{\omega_o{}^3}$$

et la fonction elle-même est $\text{tg}\,\varphi = \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^3$

$$\text{tg}\,\varphi = \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^3$$

Fonction et dérivée sont toujours positives, le minimum est reporté à l'origine où la courbe est tangente à l'axe des abscisses (point d'inflexion).

Pour $\omega = \omega_o$ $\quad \text{tg}\,\varphi = \frac{L^2C}{R}\,\frac{1}{LC\sqrt{LC}} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} = 1$

et la tangente à la courbe en ce point a pour pente

$$\left[\frac{d\,(\text{tg}\,\varphi)}{d\omega}\right]_{\omega=\omega_o} = \frac{3\,L^2C}{R}\,\omega^2 = \frac{3\,L^2C}{RLC}$$

$$= \frac{3\,L}{R} = 3\sqrt{LC}$$

$$(\text{tg}\,\varphi)_{\omega=\omega_o} = 1$$

$$\left[\frac{d\,(\text{tg}\,\varphi)}{d\omega}\right]_{\omega=\omega_o} = 3\sqrt{LC}$$

Dans le cas où R est supérieur à R_c, il n'y a pas de minimum, la fonction est toujours croissante, la tangente à l'origine est positive.

Pour $\omega = \omega_o$

$$\text{tg}\,\varphi = \omega\,RC = \frac{RC}{\sqrt{LC}} = R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

5° Deux courbes de la famille se rencontrent si :

$$\omega\left[R_1C + \frac{L\,(LC\omega^2 - 1)}{R_1}\right] = \omega\left[R_2C + \frac{L\,(LC\omega^2 - 1)}{R_2}\right]$$

Donc à l'origine et pour

$$C\,(R_1 - R_2) = L\,(LC\omega_3{}^2 - 1)\left(\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_1}\right)$$

$$= \frac{L\,(LC\omega_3^2 - 1)\,(R_1 - R_2)}{R_1R_2}$$

$$LC\omega_3{}^2 = 1 + \frac{C\,R_1R_2}{L}$$

$$\omega_3{}^2 = \frac{C\,R_1R_2 + L}{L^2C} = \frac{R_1R_2}{L^2} + \frac{1}{LC}$$

$$= \omega_o{}^2\,R_1R_2\frac{C}{L} + \omega_o{}^2$$

$$\omega_3 = \omega_o\sqrt{1 + R_1R_2\,\frac{C}{L}}$$

Pour $R_1 = 100\,\Omega$ et $R_2 = 1\,000\,\Omega$, on trouve :
$\omega_3 = \omega_o\sqrt{2}$

L'ordonnée du point de rencontre est :

$$(\text{tg}\,\varphi)_3 = \sqrt{\frac{R_1R_2}{L^2} + \frac{1}{LC}}\left[R_1C + \frac{L\,(LC\,\frac{C\,R_1R_2 + L}{L^2C} - 1)}{R_1}\right]$$

$$(\text{tg}\,\varphi)_3 = \sqrt{\frac{R_1R_2}{L^2} + \frac{1}{LC}}\,\left(CR_1 + CR_2 + \frac{L - L}{R_1}\right)$$

$$= C(R_1 + R_2)\sqrt{\frac{R_1R_2}{L^2} + \frac{1}{LC}}$$

Avec les valeurs numériques précédentes, cela donne : $tg\,\varphi = 4{,}92$.

Enfin, si on prend pour R_1 la valeur $R_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$

on trouve pour les points d'intersection de cette courbe avec les deux autres, pour les abscisses :

$$\omega_3 = \frac{1}{L}\sqrt{\frac{RC\sqrt{L/C} + L}{C}}$$

$$= \omega_o\sqrt{\frac{R\sqrt{LC} + L}{L}}$$

$$\omega_3 = \omega_o\sqrt{1 + R\sqrt{\frac{C}{L}}}$$

et pour les ordonnées :

$$(tg\,\varphi)_3 = \left(\frac{\omega_3}{\omega_o}\right)^3$$

$$= \left(1 + R\sqrt{\frac{C}{L}}\right)^{3/2}$$

$$(tg\,\varphi)_3 = \left(1 + R\sqrt{\frac{C}{L}}\right)^{3/2}$$

Numériquement, cela donne :

pour R = 100 Ω
$\begin{cases} \omega_3 = 3\,628 \text{ rd/s} \\ (tg\,\varphi))_3 = 1{,}51 \end{cases}$

pour R = 1 000 Ω
$\begin{cases} \omega_2 = 6\,452 \text{ rd/s} \\ (tg\,\varphi)_3 = 8{,}49 \end{cases}$

6° Les courbes de la famille sont représentées sur un même graphique figure 1.

$$(tg\,\varphi)_3 = \omega_o C(R_1 + R_2)\sqrt{1 + R_1R_2\frac{C}{L}}$$

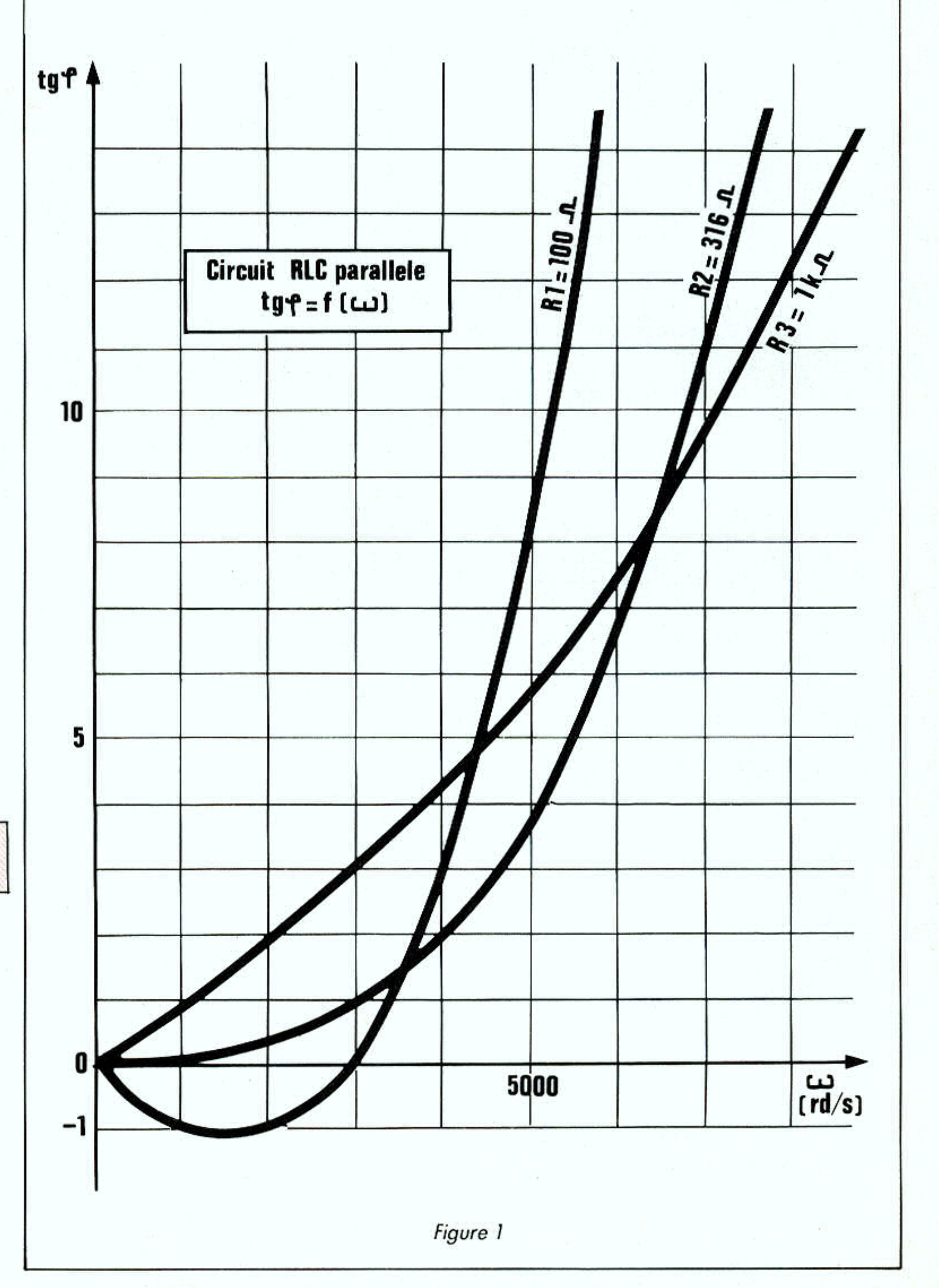


Figure 1